radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

- NTSC, SECAM und PAL und die Farbfernsehbetriebsbedingungen
- Elektrische Eigenschaften von Dünnschichttransistoren
- Einfachplattenspieler Ziphona P 15
- Bauanleitung: Ein Rechteckwellengenerator mit geringem Aufwand

18 | SEPTEMBER 1965

VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

PREIS 2,00 MDN

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

A 5733 D

AUS DEM INHALT

Nachrichten und Kurzberichte 546

Ing. W. Kahle und Dr.-Ing. J. Wobst
Die Auswirkungen der Systemeigenschaften von NTSC, SECAM und PAL auf die Betriebsbedingungen des Farbfernsehens 547

Ein elektronisches Notizbuch 550

Neue bulgarische Transistormeßgeräte 551

K. Walther und M. O. Wendt
Elektrische Eigenschaften von Dünnschichttransistoren, Teil 1 552

Hans Hahn
Ein direktgekoppelter Gleichstromverstärker mit Silizium-Planartransistoren 555

Dieter Schütze
Wirkungsweise und Linearitätsverhalten der Ladediodenschaltung 557

K. Sturm
Röhreninformationen 29
Sendepentoden 559

Labor- und Berechnungsunterlagen
Anwendung der Matrizenrechnung auf Vierpole (1) 561

W. Pietschmann
Einfachplattenspieler Ziphona P 15 565

Das magnetische Stereo-Abtastsystem 5 MSD mit Diamantabtastnadel 567

Eberhard Müller
UKW-Super mit Transistoren
Teil 2 und Schluß 570

Günter Schiessl
Ein transistorisiertes regelbares Netzgerät mit elektronischer Stabilisierung 572

Bauanleitung
Ein Rechteckwellengenerator mit geringem Aufwand 574

Fachbücher 576

OBSAH

Oznámení a zprávy 546

Ing. W. Kahle a Dr.-Ing. J. Wobst
Vliv vlastností systémů NTSC, SECAM a PAL na provozní podmínky při vysílání barevné televize 547

Elektronický zápisník 550

Nové bulharské měřicí přístroje 551

K. Walther a M. O. Wendt
Elektrické vlastnosti tranzistorů s tenkými vrstvami, díl prvý 552

Hans Hahn
Stejnosměrný zesilovač s přímou vazbou a křemíkovými planárními tranzistory 555

Dieter Schütze
Činnost a lineární chování nabíječe 557

K. Sturm
Informace o elektronkách 29
Vysílací pentody 559

Laboratorní a výpočtové podklady
Aplikace maticového počtu na čtyřpóly (1) 561

W. Pietschmann
Elektrický gramofon Ziphona P 15 565

Stereofonní snímací hlava 5 MSD s pohyblivou kotvou 567

Eberhard Müller
Stavební návod:
vkv-superhet s tranzistory, díl druhý a závěr 570

Günter Schiessl
Řiditelný tranzistorizovaný síťový zdroj s elektronickou stabilizací 572

Stavební návod:
jednoduchý generátor pravoúhlých průběhů 574

Odborné knihy 576

СОДЕРЖАНИЕ

Известия и краткие сообщения 546

Инж. В. Кале и д-р инж. И. Вобст
Влияние свойств систем НТСИ, СЕКАМ и ПАЛ на эксплуатационные характеристики цветного телевидения 547

Электронный блокнот 550

Болгарские измерительные приборы на транзисторах 551

К. Вальтер и М. О. Вендт
Электрические свойства тонкопленочных транзисторов, ч. 1-я 552

Ганс Ган
Усилитель постоянного тока на планарных транзисторах, работающий с непосредственной связью 555

Д. Шюце
Принцип действия и линейный режим схемы накопления на диоде 557

К. Штурм
Информация об электровакуумных и газоразрядных приборах (29)
Генераторные пентоды 559

Лабораторные и расчетные материалы
Использование матричного исчисления в теории четырехполюсников (1) 561

В. Пичман
Односкоростный электропроигрыватель «Цифона Р 15» 565

Магнитный стерео-звукосниматель 5 MSD с алмазной иголкой 567

Эбергард Мюллер
Самодельный УКВ приемник на транзисторах,
ч. 2-я и окончание 570

Гюнтер Шисль
Регулируемый блок питания с электронным стабилизатором на транзисторах 572

Своими руками:
Дешевый генератор прямоугольных импульсов 574

Новые книги 576

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14
Telefon 42 00 19, Fernverkehr 42 33 91, Fernschr.: 011 441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin
radio und fernsehen
Verantw. Redakt.: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, 102 Berlin, Rosenthaler Straße 28/31, und alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,00 MDN

Redaktionsausschuß:
Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. J. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris
Volksrepublik China: Waiwen Shudian, P.O.B. 88, Peking (China)
Volksrepublik Polen: P.P.K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Palatul Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra" Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P.O.B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, 102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

Information and Reports 546

Ing. W. Kahle and Dr.-Ing. J. Wobst
The Effects of the Properties of NTSC, SECAM and PAL on the Operating Conditions of Colour Television 547

An Electronic Notebook 550

New Bulgarian Transistor Measuring Instruments 551

K. Walther and M. O. Wendt
Electric Properties of Thin-Film Transistors (Part 1) 552

Hans Hahn
A Direct-Coupled Direct-Current Amplifier with Silicon-Planar Transistors 555

Dieter Schütze
Operation and Linear Behaviour of the Charging Diode Circuit 557

K. Sturm
Tube Informations 29 Transmitter Pentodes 559

Laboratory and Calculation Data Matrix Calculus Applied to Four-Terminal Networks (1) 561

W. Pietschmann
Record Player Ziphona P 15 565

The Magnetic Stereo Cartridge 5 MSD with Diamond Needle 567

Eberhard Müller
Instruction for Home Construction: VHF Super with Transistors (Part 2 and Conclusion) 570

Günter Schiessl
A Transistorized Adjustable Power Supply Kit with Electronic Stabilization 572

Instruction for Home Construction: Low-Cost Square-Wave Generator 574

Technical Books 576

Titelbild:

. . . außerdem auf dem Teppich: der Plattenspieler „Ziphona P 14-65" des VEB Funkwerk Zittau (siehe auch Seite 568)

Foto: Dewag-Werbung

UNSERE LESER SCHREIBEN

Im Heft 14 veröffentlichen Sie auf Seite 417 eine Anfrage des Lesers O. S. aus Riesa nach der Austauschbarkeit sowjetischer Röhren.
Aus der von Ihnen gegebenen Antwort ist aber auch ersichtlich, daß in den Fachkreisen nicht überall Klarheit darüber besteht, ob es diese Röhren noch gibt oder nicht. Deshalb möchten wir Sie darüber informieren, daß wir noch über folgende Oktalröhren und andere ältere Typen verfügen:

6 AC 7	6 SA 7	RGN 1064
6 J 5	6 AG 7	REN 904
6 E 5	6 SK 7	RV 12 P 2000

Versorgungskontor
für Maschinenbau-Erzeugnisse
Fachgebiet Schwachstrom
3018 Magdeburg,
Wasserkunststraße 98

*

Ich besitze einen defekten Transistor-Taschenempfänger. Von den technischen Daten sind mir lediglich folgende bekannt:

Name: New Voice
6 Transistor Radio
Betriebsspannung: 3 V
Zwischenfrequenz: 455 kHz
Herstellungsland: Japan

(Der Empfänger besitzt nur Mittelwellenbereich.) Ist es Ihnen möglich, mir die Herstellerfirma zu nennen bzw. wo ich für diesen Empfänger eine neue Oszillatorspule bekommen kann.

F. A., Karl-Marx-Stadt

Wie Sie sicherlich verstehen werden, verfügen wir nicht über Verbindungen zu japanischen Rundfunkgerätefirmen. Wir können Ihnen auch leider wenig Hoffnung machen, daß Sie anderswo die Original-Oszillatorspule zu einem solchen Gerät bekommen können.

*

Hiermit möchte ich Sie bitten, mir anzugeben, wo ich Unterlagen finde über Aufbau, Wirkungsweise und Abgleich des Synchrodetektors.

G. W., Apolda

Über Synchrodetektoren erschienen in unserer Zeitschrift während der letzten Jahre folgende Beiträge:

Kubitzka, R.: Praktische Hinweise zum Bau eines Synchrodetektors. radio und fernsehen 10 (1961), H. 18, S. 584 und 585
Taeger, W.: Nochmals der Synchrodetektor. radio und fernsehen 9 (1959), H. 1, S. 19 und 20
Augsten, H.: Die Synchrodetektorschaltung im UKW-Empfänger. radio und fernsehen 7 (1958), H. 17, S. 536 und 537
Der Synchrodetektor als FM-Demodulator. radio und fernsehen 4 (1955), H. 15, S. 469.
In diesen Literaturstellen müßten Sie alles Wissenswerte über den Synchrodetektor finden.

*

Einer unserer Leser wollte ein in unserer Zeitschrift beschriebenes Industriegerät für persönliche Zwecke nachbauen und bat uns um zusätzliche Angaben. Diese konnten wir ihm natürlich nicht geben und erklärten nochmals den Unterschied zwischen Bauanleitungen und Industriebeschreibungen. Da diese Verwechslung leider sehr häufig geschieht bzw. da einige Leser glauben, für sie persönlich könnten wir doch noch einige Angaben liefern, die für den Nachbau erforderlich sind, veröffentlichen wir im folgenden auszugsweise den weiteren Schriftverkehr:

. . . Heute habe ich Ihr Antwortschreiben dankend erhalten und war beim Lesen etwas enttäuscht. Ich habe selbst gemerkt, daß es sich bei der Beschreibung des . . . Meßgerätes . . . nicht um eine Bauanleitung handelt.
Aus der Beschreibung ist nicht zu ersehen, daß es sich um ein serienmäßig industriell gefertigtes Meßgerät handelt. Ich habe angenommen, daß vielleicht die Angaben (die ich brauche d. R.) im Druck vergessen wurden und mir diese von Ihnen mitgeteilt werden könnten . . . Diese Veröffentlichungen (z. B. diese Beschreibung) sollen doch den Interessierten, wie z. B. den Technikern oder auch den Amateuren, den technischen Höchststand auf diesem Gebiet zeigen. Wie sollte man sonst diese Veröffentlichungen verstehen? . . . Was oder wem nutzt aber dann eine Beschreibung, wenn keiner damit etwas anfangen kann oder etwas davon erfährt.
Auf Ihre Antwort betreffs der Bezugsquellen möchte ich Ihnen mitteilen, daß ich annahm, daß Sie evtl. aus Leserzuschriften über derartige Quellen erfahren haben. Daß in Ihrer Zeitschrift keine Bezugsquellen benannt werden, ist mir bekannt und ich habe dafür auch Verständnis . . .

L. K., Zwickau

Wir sehen keinen Anlaß, unsere Haltung zu Fragen von Bauanleitungen zu ändern, um so weniger, als wir uns wohl in den meisten Punkten einig sind. In einem Punkt möchten wir unseren Standpunkt allerdings präzisieren:
Veröffentlichungen von neuen Geräten, Schaltungen usw. dienen auch dann der Verbreitung von Kenntnissen über den technischen Höchststand, wenn sie nicht vom Amateur nachgebaut werden können. Neue Flugzeuge, Raketen usw. können ja auch nicht nachgebaut werden und dennoch sind viele Leser einschlägiger Fachzeitschriften bzw. -bücher daran interessiert, das Neueste auf diesem Gebiet zu erfahren.
Um es noch einmal klar auszudrücken: Wir sind nicht autorisiert, die zum Nachbau eines Industriegerätes notwendigen Informationen bekanntzugeben, weder öffentlich in unserer Zeitschrift noch individuell an einzelne Leser . . .
Zur Frage der Bezugsquellen müssen wir nochmals unseren Ihnen bekannten Grundsatz wiederholen, daß wir außerstande sind, Hinweise zu geben. Wenn wir diese Bezugsquellen als Erfahrungsaustausch von Lesern übermitteln würden, müßten wir hierfür eine neue Zeitschrift gründen. Und schwerlich würde dann jeder immer alles bekommen, was er auf Grund eines solchen Erfahrungsaustausches anfordert – und wir bekämen die „Prügel" in einer Sache, auf deren Verlauf wir keinen Einfluß haben.

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem . . .

- Magnetomechanische Filter Teil 1
- Transistorisierter kommerzieller Empfänger
- TAG, ein neuer Typ der Tantal-Testelektrolytkondensatoren
- Bauanleitung für den Service: Ein klirrarmer RC-Generator mit Transistoren
- Bauanleitung für eine elektronische Belichtungsuhr

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Zwei neue Fernsehkanalumsetzer** wurden am 20. August in Betrieb genommen, und zwar
in **Geyer** (Bezirk Karl-Marx-Stadt); Sendefrequenz: Kanal 11; Polarisation der Sendeantenne: vertikal;
in **Crottendorf** (Bezirk Karl-Marx-Stadt); Sendefrequenz: Kanal 12; Polarisation der Sendeantenne: vertikal.

▼ **Einen TV-Empfänger für PKW** will die Ford Motor Company in Detroit herausbringen. Das Gerät, das mit einer 23-cm-Bildröhre ausgestattet ist, wird von der Philco Corporation, einer Tochtergesellschaft von Ford, hergestellt. Es kann mit Hilfe einer entsprechenden Vorrichtung an den Vordersitzen befestigt werden, das Bild kann also nur von den Rücksitzen aus gesehen werden. Das Gerät verfügt über drei Anschlußmöglichkeiten. Es kann einmal über den Zigarettenanzünder an den Stromkreis des Wagens angeschlossen werden, oder es kann mit einer speziellen tragbaren Batterie betrieben werden und zum anderen läßt es sich an das Stromnetz einer Wohnung anschließen.

▼ **Eine Ultraschallsonde für diagnostische Zwecke in der Augenheilkunde** wurde in der polnischen Medizinischen Akademie in Wroclaw angewandt. Mit dieser Sonde können Fremdkörper im Auge und mit Wahrscheinlichkeit Neubildungen im Auge, Netzhautablösungen usw. festgestellt werden.

▼ **Die Planung des Frachtverkehrs** und die Lenkung der Seetransporte im sowjetischen Ostseeraum wird künftig ein Rechenzentrum übernehmen, das im Zentralen Wissenschaftlichen Forschungsinstitut für Hochseeschiffahrt der UdSSR entwickelt wurde.

▼ **Fernsehempfänger für die Ausstattung von Langstreckenflugzeugen** bieten die japanische Firma Sony und die amerikanische Firma Ampex an. Jedem Fluggast steht ein Empfänger mit einer kleinen Bildröhre zur Verfügung. Die Geräte der Firma Sony sind mit 13-cm-Bildröhren und die der Firma Ampex mit 13- bis 22-cm-Bildröhren ausgestattet. Für die Wiedergabe der Unterhaltungsprogramme dienen Magnetbildaufzeichnungsgeräte.

▼ Bei den Rundfunkgeräten spricht die westdeutsche Industrie schon nicht mehr vom Zweitgerät, sondern bereits vom **Dritt- und Viertgerätegeschäft**, denn es ist keine Seltenheit mehr, daß in einem Haushalt Musiktruhe, Autoradio und mehrere Koffergeräte vorhanden sind. Hierauf gründet sich der Optimismus der Rundfunkindustrie, die im übrigen auch von der Einführung der Stereosendungen zu profitieren hofft. Seit der Einführung dieser neuen Technik im Herbst 1963 sind bereits mehr als eine halbe Million Stereorundfunkgeräte abgesetzt worden. 1964 entfielen 70 Prozent der Gesamtproduktion auf Koffer-, Taschen- und Autoempfänger, 22,5% auf Tischempfänger und 7,5% auf Kombinationsgeräte. Fast 34% der Produktion wurden exportiert.

▼ **Die kanadische Atomindustrie** hofft, in den nächsten zehn Jahren Nuklearkraftwerke im Gesamtwert von 1,6 Mrd. Dollar bauen zu können, einen großen Teil davon in anderen Ländern. Von diesem Gesamtbetrag dürften 1,05 Mrd. Dollar für die eigentliche Atomkraftverwertung aufgewendet werden, die restlichen 544 Mill. Dollar für konventionelle Ausrüstungen, die in solchen Atomkraftwerken Verwendung finden. In Kanada selbst wird sich der Energieverbrauch in den nächsten 15 Jahren verdreifachen und in 35 Jahren nahezu verzehnfachen.

▼ **Als ersten transistorisierten Mehrnorm-TV-Empfänger** der Welt in tragbarer Ausführung bezeichnet die französische Firma Célard, Grenoble, ihr Modell Télécapte 802, es hat eine 21-cm-Bildröhre, ist mit 35 Transistoren und 20 Dioden bestückt und hat eine Masse von 9,5 kg; Stromversorgung: 110/220 V Wechselstrom, eingebauter 12-V-Akkumulator oder 12-V-Starterbatterie. Beide französische Fernsehnormen, die belgische und die europäische 625-Zeilen-CCIR-Norm können empfangen werden. Außerdem ist ein Hörfunkteil eingebaut. Ähnlich ausgestattet, jedoch mit einem 48-cm-Bildschirm versehen, ist das Modell Télécapte 49.

▼ **Eine Glühlampe sehr kleiner Abmessungen** wird entsprechend einer Meldung in den Osram-Nachrichten neuerdings in Großbritannnien industriell hergestellt. Sie ist nur 0,1 mm lang, hat einen Durchmesser von 0,07 mm, gibt ein tiefrotes Licht ab und hat weder Draht noch Glashülle. Vielmehr ist in einem winzigen Zylinder aus durchsichtigem Kunstharz ein Körnchen Phosphorsalz des Metalls Gallium eingebettet, das aufglüht, wenn es von Strom durchflossen wird. Man rechnet damit, daß diese „kleinste Lampe" vor allem in Elektronenrechnern Verwendung finden wird.

Funksteuerung für Kokereiloks

Eine Funkfernsteuerung für die in der Großkokerei eingesetzten, mit Akkumulatoren gespeisten Elektroloks haben Mitglieder des Klubs junger Techniker des Braunkohlenkombinates Lauchhammer gemeinsam mit Ingenieuren des Wissenschaftlich-Technischen Instituts der VVB Braunkohle entwickelt. Die Fernsteuerung soll nach gründlicher Erprobung die außerordentlich schwere Arbeit von 24 Lokführern übernehmen, die bisher zum Abziehen des Kokses bei Temperaturen von 60 bis 70 °C und in dichtem Kohlenstaub arbeiten mußten. Bei der Funkfernsteuerung griffen die Neuerer auf das vom Dresdner Institut „Manfred von Ardenne" entwickelte Fernsteuergerät für Krananlagen zurück, das sich auch bereits bei der Fernsteuerung von E-Loks in Tagebaubetrieben bewährt hat.

4polige Schutzrohrkontakt-Relais

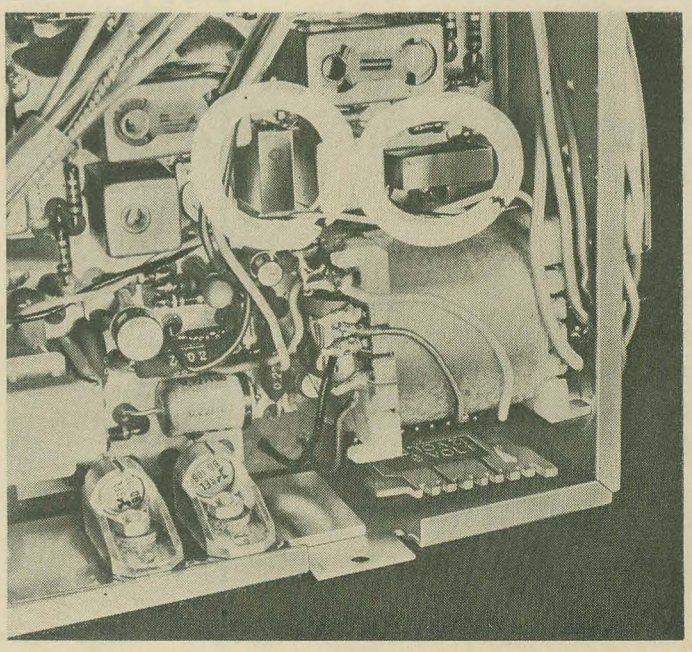
Eine neue Serie von 4poligen Miniatur-Schutzrohrkontakt-(Reed)Relais wurde von der amerikanischen Firma Wheelock entwickelt. Für hohe Packungsdichte geeignet, können die Relaiskontakte mit max. 10 W (max. 0,5 A/250 V) beaufschlagt werden. Der Hersteller garantiert mit 4 Mill. Schaltungen bei max. Belastung bzw. 20 Mill. Schaltungen bei Viertellast hohe Zuverlässigkeit und lange Lebensdauer. Die Relaisbausteine sind vollständig magnetisch geschirmt, so daß sie beispielsweise auf gedruckten Leiterplatten dicht an dicht montiert werden können, ohne daß eine gegenseitige Beeinflussung eintritt. Der jeweilige Relaisbaustein mit den Abmessungen 12,7 × 12,7 × 38,1 mm enthält vier Miniaturspulen und Reed-Kontakte. Als Erregerleistung für die Einzelspule reichen 100 mW aus, wobei die Gleichspannung max. 24 V betragen darf. Mit einem Temperaturbereich von — 55 ··· + 85 °C und 30 g Schüttelfestigkeit können die Relais auch bei erschwerten Umgebungsbedingungen eingesetzt werden.
Anwendungsmöglichkeiten für die neuen Miniatur-Reed-Relais ergeben sich in elektronischen Datenverarbeitungsanlagen, automatischen Meß- und Kontrolleinrichtungen, logischen Systemen usw.

2-m-Spiegelteleskop erstmals funkferngesteuert

Gut bewährt hat sich eine im VEB Carl Zeiss Jena entwickelte Funkfernsteuerung, die in letzter Zeit erstmalig im Taufenburger Karl-Schwarzschild-Observatorium zur Bedienung des dort stationierten 2-m-Universalspiegelteleskops erprobt wurde. Bisher wurde das Teleskop von drei Schaltpulten aus gesteuert, von denen zwei fest angeordnet sind, während sich das dritte in der fahrbaren Beobachtungsbühne befindet. Für die Bedienung war dabei eine komplizierte Schleppkabelanlage mit hunderten Einzelleitungen zum Beobachtungswagen notwendig, um das Teleskop in gleicher Weise vom Beobachtungswagen und von der Beobachtungsbühne zu steuern.
Das neue Gerät für die Funkfernsteuerung ist tragbar und kann vom Astronomen an jeden Ort mitgenommen werden. Es besitzt 19 Steuerkanäle für die Bedienung des Teleskops und einen Sprechkanal, so daß sich der beobachtende Astronom zu jeder Zeit mit seinen Assistenten verständigen kann.
Durch die Funkfernsteuerung eines solchen Teleskops werden nur noch Energieleitungen für die Bewegung der Beobachtungsbühne benötigt. Alle anderen Befehle werden über Funk zur Hauptschaltanlage übermittelt, die aus festeingebauten Schalterschränken besteht. Mit Hilfe der Funkfernsteuerung können alle notwendigen Bewegungen und Arbeiten geleitet und durchgeführt werden, die während der nächtlichen Arbeiten notwendig sind. Dazu gehören auch feinabgestufte Bewegungen des Teleskops und der Kuppel. Über die 19 Steuerkanäle können dabei 19 verschiedene Aufgaben geregelt werden. Je nach Bedarf kann die Kanalzahl auch vergrößert werden.

Siliziumplanartransistoren und Dünnfilmschaltkreise in Autosupern

Die neuen Autosuper „Touring Special 303" und „Touring Special 606", die Schaub-Lorenz auf der Funkausstellung in Stuttgart ausstellte, sind mit Siliziumplanartransistoren, Tantalkondensatoren und Dünnfilmschaltkreisen ausgerüstet. Der Typ 303 mit 11 FM- und 7 AM-Kreisen besitzt 14 Siliziumplanartransistoren, 9 Dioden und 2 Dünnfilmschaltkreise, der Typ 606 mit 13 FM- und 9 AM-Kreisen 15 Siliziumplanartransistoren, 9 Dioden und 4 Dünnfilmschaltkreise.
Siliziumtransistoren erlauben, wie bekannt, höhere Umgebungstemperaturen als Ge-Typen. Die hohe Wärmebeständigkeit der Geräte wird auch dadurch gesichert, daß überall, wo große Kapazitätswerte erforderlich sind, Tantalelektrolytkondensatoren eingesetzt wurden.
Im Bild ist die 4/6-W-Endstufe des Typs 303 mit den Transistoren BD 106 zu sehen, die in bemerkenswert gestalteten Kühlschellen sitzen. Darüber befinden sich die Dünnfilmschaltkreise mit allen Widerständen und Kondensatoren des ZF-Verstärkers. Von außen sind nur kleine Kunststoffkästchen zu sehen, die im Inneren die Glasschicht mit der Dünnfilmschaltung tragen und sie schützen. Der Vorteil der letzteren liegt in der großen Platzersparnis. Es besteht Grund zu der Annahme, daß sich die Anwendung von Siliziumplanartransistoren und Dünnfilmschaltkreisen auch in der Unterhaltungselektronik rasch verbreiten wird.



Blick in die Schaltung des „Touring-Special 303": Vorn links sind die beiden Endstufentransistoren, in der oberen Bildhälfte kleine Kunststoffkästchen erkennbar, in denen sich die Dünnfilmschaltungen befinden

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

14. JAHRGANG · 2. SEPTEMBERHEFT 18 1965

Die Auswirkungen der Systemeigenschaften von NTSC, SECAM und PAL auf die Betriebsbedingungen des Farbfernsehens

Ing. W. KAHLE

und Dr.-Ing. J. WOBST

In der Zeit vom 24. 3. bis 7. 4. 1965 tagte in Wien die Studiengruppe XI (Fernsehen) des CCIR. Das von der Fachwelt von dieser Tagung erwartete Ergebnis, der Empfehlungsentwurf eines einheitlichen Farbfernsehsystems, der auf der nächsten Vollversammlung des CCIR Mitte des Jahres 1966 in Oslo bestätigt werden sollte, wurde nicht erreicht [radio und fernsehen 14 (1965), H. 9, S. 258]. In den Diskussionen über die Vor- und Nachteile der verschiedenen Systeme konnte während der Tagung der Studiengruppe XI kein einheitlicher Standpunkt erzielt werden.

Da es prinzipiell möglich ist, mit jedem der drei Farbfernsehsysteme Farbfernsehsendungen in guter Qualität durchzuführen, sollen unsere Leser im Rahmen dieser Arbeit auf die Auswirkungen der wichtigsten Unterschiede der drei Systeme auf die Betriebsbedingungen des Farbfernsehens hingewiesen werden. Eine Gegenüberstellung und Erläuterung der Farbfernsehsysteme erfolgte bereits in radio und fernsehen 14 (1965), H. 1, S. 11–14.

Im Rahmen der Studienprogramme der Internationalen Rundfunk- und Fernsehorganisationen wurden von seiten der Mitgliedsländer in den letzten Jahren umfangreiche Untersuchungen der wichtigsten Eigenschaften der Farbfernsehsysteme NTSC, SECAM und PAL sowohl in den Laboratorien als auch unter Betriebsbedingungen vorgenommen. Die Anforderungen der einzelnen Systeme an die verschiedenen Glieder der Farbfernsehkette, Studio-, Übertragungs-, Sende- und Empfängertechnik wurden eingehend analysiert und ausgewertet. Die vorhandenen bzw. in Entwicklung befindlichen Geräte und Anlagen wurden auf ihre Tauglichkeit für die Zwecke des Farbfernsehens geprüft bzw. Einschätzungen vorgenommen, welche materiellen und finanziellen Mittel erforderlich sein werden, damit diese Geräte den Anforderungen, die der künftige Farbfernsehbetrieb an sie stellen wird, entsprechen.

Ausgehend von den Festlegungen des CCIR sollen von einem Farbfernsehsystem folgende grundsätzlichen Bedingungen erfüllt werden:

- Farb- und Schwarzweißsysteme sollen kompatibel sein;
- das Signal soll aus einem Leuchtdichtesignal und zwei Signalen mit der Farbartinformation zusammengesetzt sein, wobei so weit wie möglich das Prinzip der konstanten Leuchtdichte erfüllt werden soll;
- das Farbsignal soll innerhalb des Leuchtdichtefrequenzbandes liegen.

Diese grundsätzlichen Bedingungen werden von allen drei Systemen erfüllt.

Unabhängig davon sind aber eine Reihe weiterer Kriterien für die Beurteilung eines Farbfernsehsystems von Bedeutung. Einer der wichtigsten Gesichtspunkte ist die Bildgüte, die ein Farbfernsehsystem unter idealen Betriebsbedingungen gewährleisten kann. Die Untersuchungen, die darüber in der DDR, der UdSSR, der ČSSR und auch in anderen Ländern durchgeführt wurden, zeigten, daß im wesentlichen alle drei Systeme Bilder zufriedenstellender Auflösung und Farbwiedergabe liefern. Die Gesamttoleranzen zur Erzielung dieser Bedingungen sind jedoch für die verschiedenen Systeme unterschiedlich. Diese Feststellung wurde auch von der Studiengruppe XI des CCIR auf ihrer Tagung in Wien getroffen.

Das kompatible Schwarzweißbild

Neben der Güte des Farbbildes wurde in einer Reihe von Ländern die Qualität des kompatiblen Schwarzweißbildes sehr eingehend untersucht. Alle Systeme entsprechen den grundsätzlichen Kompatibilitätsanforderungen, d. h., Farbfernsehsendungen werden mit Schwarzweißempfängern als Schwarzweißinformation empfangen, und Schwarzweißsendungen werden auf Farbfernsehempfängern als Schwarzweißbilder wiedergegeben. Gewisse Unterschiede bestehen in der Sichtbarkeit des Farbträgers auf dem Bildschirm des Schwarzweißempfängers. Der Farbträger tritt als regelmäßiges Muster beim NTSC-System, als schräges Streifenmuster – besonders in bewegten Farbflächen – bei PAL und als unregelmäßige, über das gesamte Bild verstreute Muster bei SECAM III auf. Da schon in der Vergangenheit hauptsächlich von den Befürwortern des NTSC-Systems die zweifellos etwas bessere Qualität des kompatiblen Bildes als wesentliches Argument für die Vorteile dieses Systems gebraucht wurde, erfolgten zur Untersuchung dieses Sachverhaltes im Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamt der Deutschen Post umfangreiche Testreihen mit einem größeren Personenkreis von technisch geschulten und nichttechnischen Zuschauern. Die über 300 Beobachter wurden in Gruppen von jeweils zehn Personen eingeteilt, denen die kompatiblen Bilder von Farbbalkenmustern, bewegten Farbepibildern und Farbdiapositiven mit Farben hoher Sättigung gezeigt wurden. Dabei wurden die Eigenheiten des

Farbträgermusters und seine verschiedenen Effekte bei den Systemen NTSC und SECAM erläutert. Dies war erforderlich, weil der mit der Materie nicht vertraute Zuschauer während eines kurzen Tests sonst nicht in der Lage ist, die geringen Unterschiede, auf die es ankommt, zu erkennen.

Im Ergebnis dieser Untersuchungen wurde offensichtlich, daß die große Mehrheit der Befragten die Störstruktur des Farbträgers im kompatiblen SECAM-Bild als geringfügig betrachtete. Da diese Untersuchungen mit Studiomonitoren hoher Auflösung durchgeführt wurden, ist damit zu rechnen, daß von seiten der Fernsehteilnehmer der geringfügige Unterschied in der Sichtbarkeit des Farbträgers beim normalen Heimempfang als nur wenig bedeutungsvoll betrachtet werden wird. Unabhängig von dieser Feststellung besteht aber die Möglichkeit, künftige Schwarzweißempfänger mit einem Farbträgernotchfilter auszurüsten, so daß der Farbträger für den Zuschauer nicht mehr sichtbar wird.

Ausgehend von diesen und auch in anderen Ländern durchgeführten Untersuchungen kann zusammenfassend festgestellt werden, daß die Unterschiede in der Kompatibilität nur von geringer Bedeutung sind und keinen ausschlaggebenden Faktor für die Auswahl eines der drei Farbfernsehsysteme darstellen.

Die Anforderungen an die einzelnen Glieder der Farbfernsehkette vom Studio bis zum Empfänger

1. Studioausrüstung

Alle Typen von Farbkameras, Filmabtastern sowie Diapositiv- und Epigebern können für jedes der drei Farbfernsehsysteme verwendet werden. Als ein kleiner Vorteil von SECAM könnte hierbei die Möglichkeit des netzverkoppelten Filmgeberbetriebes betrachtet werden, während NTSC und PAL quarzstabilisierte Taktgeber und damit den Synchronantrieb der Filmgeber erfordern. Da jedoch die moderne Studiotechnik zum quarzstabilisierten, vom Netz gelösten Betrieb tendiert, dürfte dieser Vorteil im Laufe der Zeit immer mehr an Bedeutung verlieren. Die Systemunterschiede sind aber bei der Betrachtung der Codierungsgeräte, der magnetischen Bildspeicherungsanlagen und der Bildmischtechnik von Bedeutung. Zwar sind die Codierungseinrichtungen für SECAM und PAL komplizierter als beim NTSC-System; trotzdem hat der Farbcoder für das SECAM-System sein stabiles Betriebsverhalten im Rahmen vieler Untersuchungen unter Beweis gestellt. Ein täglicher Abgleich des Gerätes ist nicht erforderlich. Der Taktgeber kann netzverkoppelt werden; jedoch ist ein quarzstabilisierter Betrieb vorzuziehen, da in diesem Fall die Sichtbarkeit des Farbträgers im kompatiblen Schwarzweißbild weiter reduziert wird.

Beim NTSC- und PAL-Coder ist ein täglicher Abgleich der 90°-Phase und der Farbsynchronsignalphase erforderlich. Die Preisunterschiede zwischen den drei Codern sind ohne Bedeutung und fallen gegenüber den wesentlich teureren Studioeinrichtungen nicht ins Gewicht.

Von besonderer Wichtigkeit sind die Auswirkungen auf die magnetische Bildspeichertechnik. Wenn auch zu erwarten ist, daß mit der Weiterentwicklung der magnetischen Aufzeichnungstechnik Aufzeichnungen guter Qualität mit jedem System möglich werden, so muß doch festgestellt werden, daß z. Z. nur die magnetische Speicherung von SECAM III-Signalen unproblematisch ist. Da die Produktion von Farbfernsehprogrammen komplizierter und aufwendiger wird, als es gegenwärtig für das Schwarzweißfernsehen der Fall ist, ist diese Tatsache von großer Bedeutung. Die Aufzeichnung der Signale des SECAM-Systems kann mit den bekannten Bildaufzeichnungsanlagen, die für das Schwarzweißfernsehen benutzt werden, erfolgen. Im Bericht der Studiengruppe XI des CCIR vom April 1965 wird zum Ausdruck gebracht, daß „die von einer SECAM III-Aufzeichnung erhaltene Bildqualität besser ist als die von PAL- und NTSC-Bildern."

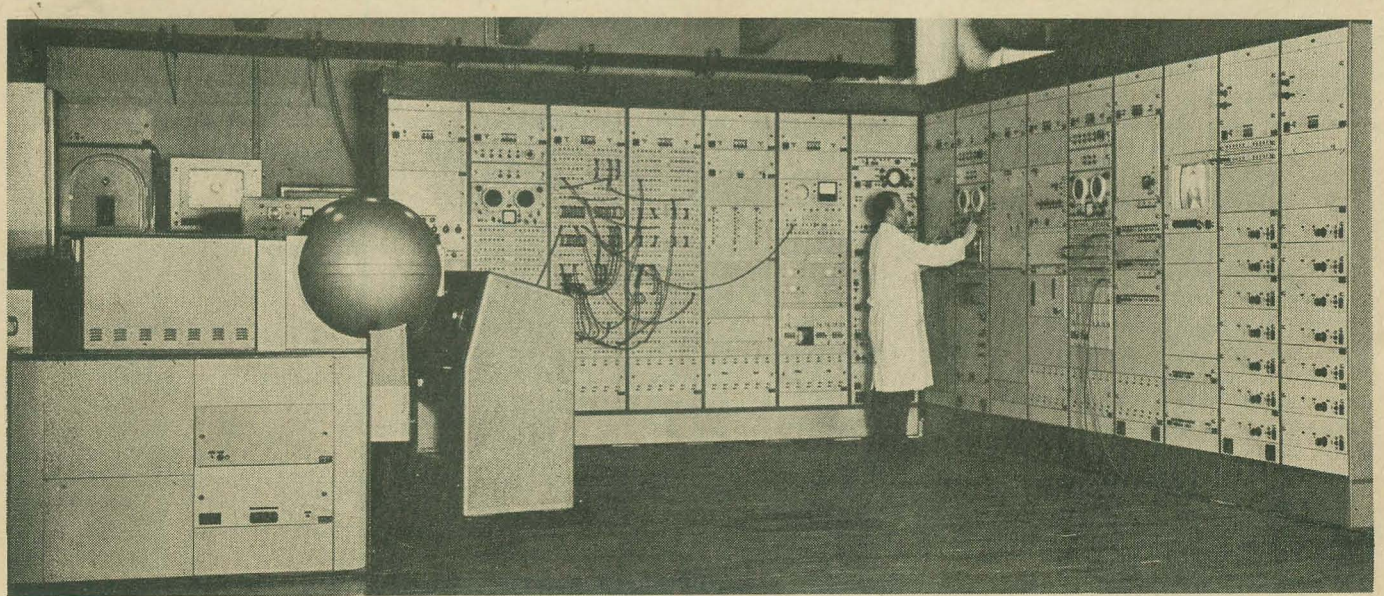
Zur magnetischen Aufzeichnung der NTSC-Signale sind Zusatzgeräte zur automatischen Zeitfehlerkorrektur, die als „Amtec" und „Colortec" bekannt wurden, erforderlich. Trotz dieser komplizierten Zusatzgeräte wird jedoch beim NTSC-System noch keine voll zufriedenstellende Bildqualität erreicht. Die bisherigen Erfahrungen haben gezeigt, daß die Hauptfehler bei der magnetischen Aufzeichnung von NTSC-Signalen in Farbstreifen (colour banding) und pegelabhängiger Phase bestehen.

Bei der Aufzeichnung von PAL-Signalen mit gleichen Anlagen, wie sie für NTSC-Signale Verwendung finden, ist die Qualität der erhaltenen Bilder besser als beim NTSC-System. Dies trifft insbesondere für Neu-PAL zu.

Das dritte Problem der Studiotechnik ist die Farbbild-Mischtechnik. Hier sind zwei Gesichtspunkte zu beachten: Qualitätsverlust und technischer Aufwand. Die Mischung von NTSC- und PAL-Signalen ist ohne Qualitätsverluste möglich, jedoch ist während des Mischvorganges im Ausgangssignal das Farbsynchronsignal mit unveränderlicher Amplitude zu gewährleisten. Hierfür gibt es sowohl manuelle als auch automatische Lösungen. Beim NTSC-System wird die Mischtechnik dadurch weiter erschwert, daß die Farbsignale in der Phase des Farbsynchronsignals an den Mischeingängen um nicht mehr als 20° differieren dürfen – bei Tricküberblendungen sogar nur um etwa 2 bis 3°. Die Coder müssen also auf gleiche Phase an den Mischeingängen eingestellt werden, Veränderungen der eingeschalteten Kabellängen dürfen dann nicht mehr erfolgen. Dies erschwert die Betriebsdurchführung ungemein, wenn man bedenkt, daß eine Änderung der Kabellänge von 30 cm bereits eine Phasendrehung von 2,5° hervorruft.

Zu einer Vereinfachung der Misch- und

Bild 1: Die Farbfernsehversuchsanlage des Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamtes der Deutschen Post. Sie dient der praktischen Erprobung der verschiedenen Farbfernsehsysteme



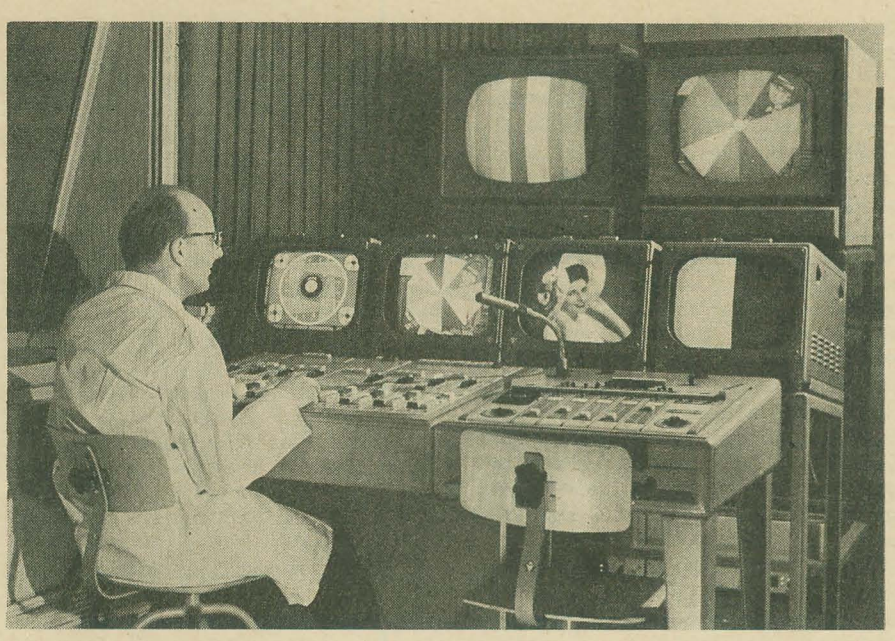


Bild 2: Ein Regieplatz für Farbfernsehen, Teil der Farbfernsehversuchsanlage des RFZ der Deutschen Post

Schalttechnik führt das Neu-PAL-System, da es Phasenabweichungen bis zu ± 80° zulassen dürfte.
Beim SECAM-System ist die Überblend- und Trickmischtechnik z. Z. noch nicht ohne Qualitätsverlust möglich. Dies ist dadurch bedingt, daß sich das frequenzmodulierte Farbsignal nur nach einer Demodulation in der Amplitude regeln läßt. Bei den bisher von der „Compagnie Française de Télévision" vorgeführten Mischeinrichtungen führt dies zu einer Auflösungsverminderung des Leuchtdichtesignals während des Mischvorganges. Es existieren jedoch theoretische Arbeiten der CFT, die Möglichkeiten zur Vermeidung dieses Fehlers aufzeigen. Eine Realisierung in Geräteform wäre sehr erwünscht.

2. Fernsehweitverbindungen

Große Aufmerksamkeit wurde in den Mitgliedsländern der OIRT im Verlaufe des letzten Jahres den Versuchsübertragungen von Farbfernsehsignalen über große Entfernungen, und zwar sowohl über Richtfunkstrecken und Koaxialkabellinien als auch über kombinierte Richtfunk- und Kabelstrecken, entgegengebracht. Es wurden Übertragungsversuche über die nationalen Netze und auch über internationale Netze innerhalb der Intervision sowie eine Reihe von Übertragungen zwischen den Netzen der Intervision und Eurovision durchgeführt. Im Rahmen dieser Versuche, in die zum Teil auch das Farbfernsehversuchsstudio des Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamtes der Deutschen Post einbezogen war, wurde festgestellt, daß sich die drei Farbfernsehsysteme gegenüber Richtfunkstrecken und Koaxialverbindungen unterschiedlich verhalten.
Das NTSC-System ist sehr empfindlich gegenüber linearen Verzerrungen, die vor allem bei Kabelstrecken auftreten. Farbsäume, hauptsächlich bedingt durch das Übersprechen zwischen I- und Q-Signal, sind die Folge. Da bei PAL und SECAM kein Übersprechen auftritt, sind diese beiden Systeme gegen derartige Störungen unempfindlich.
Bei den Richtfunkverbindungsstrecken treten in erster Linie nichtlineare Verzerrungen (pegelabhängige Verstärkung und pegelabhängige Phase) sowie Rauschen auf. NTSC ist besonders gegen pegelabhängige Phase empfindlich, während SECAM und PAL mehr als dreimal so große Toleranzen zulassen. Gegenüber pegelabhängiger Verstärkung sind NTSC und PAL gleich empfindlich, hier läßt SECAM dagegen ungefähr doppelt so große Toleranzen zu. Dabei ist allerdings Voraussetzung, daß ein guter Rauschabstand eingehalten wird.
Es kann also festgestellt werden, daß das NTSC-System wesentlich höhere Anforderungen an die Fernsehweitverbindungen stellt als die Systeme SECAM und PAL. Aber auch bei der Anwendung der beiden letztgenannten Systeme wird die Einhaltung der Toleranzen der Qualitätsparameter der gesamten Anlage von großer Wichtigkeit sein. Sowohl an künftige Richtfunksysteme als auch an das Betriebs- und Wartungspersonal der künftig automatisiert betriebenen Netze werden höhere Anforderungen gestellt werden müssen, als es z. Z. für die Betriebsdurchführung des Schwarzweißfernsehens erforderlich ist.

3. Ausbreitungsverhältnisse

Das Ausbreitungsverhalten ist von Bedeutung für die einwandfreie Versorgung der Fernsehteilnehmer. Maßgebend hierbei ist die Empfindlichkeit der Systeme gegenüber Störungen des hochfrequenten Übertragungsweges, wie Interferenzen, Rauschen und Echos. Bei kleiner Amplitude derartiger Störungen unterscheiden sich die Systeme praktisch nicht und verhalten sich kaum schlechter als Schwarzweißfernsehsignale. Bei größeren Störungen ist ein unterschiedliches Verhalten gegenüber Echos und Rauschens festzustellen. PAL und SECAM sind merkbar unempfindlicher gegen kräftige Echos als NTSC. Starkes Rauschen wirkt sich bei SECAM am ungünstigsten aus, aber dieser Unterschied gegenüber NTSC und PAL tritt erst bei so starkem Rauschen auf, daß der betreffende Empfangsort auch für Schwarzweiß nicht mehr als versorgt gelten könnte.

4. Anforderungen an Farbfernsehsender

Bei den Sendern müssen für das Farbfernsehen folgende Übertragungsverzerrungen berücksichtigt werden: Amplitudenfrequenzgang am oberen Bandende, pegelabhängige Verstärkung, pegelabhängige Phase, Gruppenlaufzeitfrequenzgang am oberen Bandende. Gegenüber Fehlern des Amplitudenfrequenzganges am oberen Ende des Videofrequenzbandes ist das NTSC-System am empfindlichsten, während PAL und SECAM größere Toleranzen zulassen. Gegen pegelabhängige Verstärkung sind NTSC und PAL gleich empfindlich. Sie tritt bei Sendern meist in der Form auf, daß helle Farben entsättigt werden. SECAM ist gegenüber dieser Verzerrung unempfindlich. Gegen pegelabhängige Phase ist NTSC viel empfindlicher als SECAM und PAL. Für SECAM und PAL kann voraussichtlich etwa der dreifache Wert der Toleranzen des NTSC-Systems zugelassen werden.
Gegenüber Gruppenlaufzeitverzerrungen innerhalb des Farbsignalbandes ist PAL unempfindlich, während NTSC und SECAM etwa gleiche Empfindlichkeit aufweisen.
Es müßte beim NTSC-System gefordert werden, daß künftige Farbfernsehsender über entsprechend große Reserven zur Einhaltung der Toleranzen unter Betriebsbedingungen verfügen. Das bedeutet, daß die Systeme SECAM und PAL gegenüber

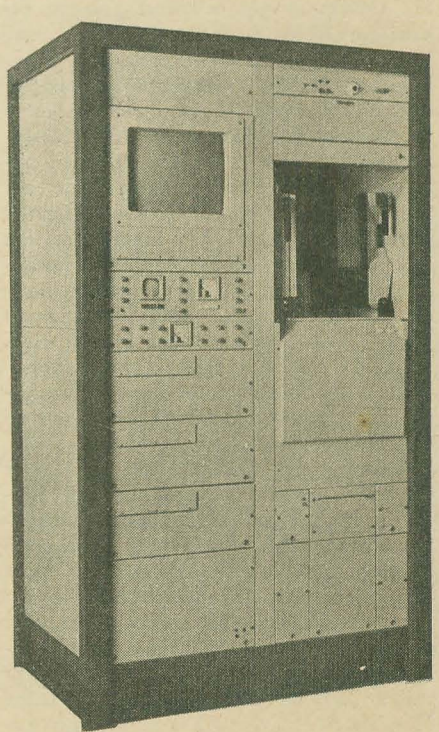


Bild 3: Ein im RFZ der Deutschen Post entwickelter Farbfernseh-Epiabtaster, ein viel benutzter und bewährter Bildgeber bei Untersuchungen auf dem Farbfernsehgebiet

dem NTSC-System erhebliche Vorteile bieten.

5. Empfänger

Einer der wichtigsten Gesichtspunkte sind betriebssichere Farbfernsehempfänger bei angemessenen Kosten. Hierbei muß berücksichtigt werden, daß der Farbfernsehempfänger der einzige Teil der Übertragungskette ist, der sich in den Händen von Nichtfachleuten befindet. Der Empfänger muß deshalb eine hohe Betriebssicherheit aufweisen und einfach und bequem bedient werden können.

Die Empfänger aller drei Farbfernsehsysteme unterscheiden sich nur durch die Decodierungseinrichtungen. Unterschiedliche Bauelemente und voneinander abweichender Aufwand an Abgleicharbeiten beeinflussen die Herstellungskosten des Decoders. Da der Decoderteil aber nur etwa 5% des gesamten Empfängerpreises ausmacht, können sich durch die Preisabweichungen der Decoder nur verhältnismäßig geringe Preisdifferenzen der Farbfernsehempfänger ergeben.

Der unterschiedliche Bauelementeaufwand ist folgendermaßen einzuschätzen: Der NTSC-Empfänger erfordert einen Quarz im Farbträgergenerator. Für den SECAM-Empfänger wird eine Ultraschall-Laufzeitleitung aus Stahl von 64 µs benötigt. Der PAL-Empfänger erfordert eine Laufzeitleitung aus Glas, an deren Toleranzen wesentlich höhere Anforderungen gestellt werden müssen als an die des SECAM-Empfängers. Bezüglich der Abgleicharbeiten sind beim NTSC-Empfänger die härtesten Bedingungen einzuhalten. Der zusätzliche Abgleich der Verzögerungsleitung beim PAL-Empfänger ist einfach, die übrigen Teile des Empfängers weisen zumeist größere Toleranzen auf als bei NTSC. Der SECAM-Empfänger erfordert gewisse zusätzliche Abgleicharbeiten der HF- und Video-Deemphasisschaltungen.

Über die Stabilität der Empfänger liegen außer für den NTSC-Empfänger noch keine Erfahrungen vor, da bisher weder SECAM- noch PAL-Geräte in Serienproduktion gefertigt wurden. Bei der Betrachtung der Stabilitätsfragen muß aber berücksichtigt werden, daß beim PAL-Empfänger die Toleranzen für Phase, Amplitudenfrequenzgang usw. größer sind als beim NTSC-Empfänger, so daß Änderungen dieser Werte weit weniger kritisch sind. Beim SECAM-Empfänger ist die Empfindlichkeit der Diskriminator- und Deemphasisschaltungen gegen Veränderungen zu beachten.

Die Bedienung ist beim NTSC-Empfänger am schwierigsten. Das Hauptproblem bietet der Farbtonkopf, mit dem der Fernsehteilnehmer rein subjektiv den richtigen Farbton einstellen muß. Hierzu fehlt ihm häufig jeder Anhaltspunkt, so daß die Gefahr besteht, daß der Fernsehteilnehmer die vom Regisseur der Sendung beabsichtigte Farbgestaltung verfälscht. Da er während der Sendung praktisch keine Möglichkeit hat, den Farbton richtig einzuregulieren, kann es leicht zu enttäuschenden Ergebnissen kommen. Der PAL-Empfänger erlaubt durch eine Umschaltmöglichkeit eine objektive Phaseneinstellung. Änderungen der Phase nach der einmaligen Einstellung wirken sich bei Standard-PAL nur gering, bei Neu-PAL gar nicht auf die Farbwiedergabe aus.

Der SECAM-Empfänger erfordert keinen Farbtonregler und ist damit der am leichtesten zu bedienende Empfänger. PAL und NTSC benötigen ferner einen Farbsättigungsregler, den der SECAM-Empfänger ebenfalls nicht aufweist. Die Erfahrungen zeigten nun, daß das Fehlen des Sättigungsreglers unter Umständen als Mangel empfunden wird, da es bei wechselnder Raumbeleuchtung zweckmäßig ist, Grundhelligkeit, Kontrast und Farbsättigung den jeweiligen Lichtverhältnissen anzupassen. Es kann daher erforderlich werden, SECAM-Empfänger zusätzlich mit Sättigungsreglern zu versehen, was bei entsprechendem schaltungstechnischem Aufwand möglich ist.

Bezüglich der Verwendbarkeit von Empfangsantennen, Antennenverstärkern und Gemeinschaftsantennenanlagen sind die Systeme SECAM und PAL gegenüber NTSC im Vorteil, da sie weniger empfindlich gegenüber den in diesen Einrichtungen auftretenden Verzerrungen sind.

Schlußbetrachtung

Unabhängig von betrieblichen Aspekten ist für die Auswahl eines Farbfernsehsystems noch eine Reihe weiterer Faktoren von Bedeutung; z. B. kann zur Anpassung an unterschiedliche Erfordernisse des Übertragungsweges die Umformbarkeit eines Farbfernsehsystems in ein anderes (Transcodierung) von Bedeutung sein. Auch Fragen des internationalen Programmaustausches zwischen Ländern mit gleichen Farbfernsehsystemen, aber unterschiedlichem Bild-Tonträgerabstand oder unterschiedlicher Zeilenzahl, müssen berücksichtigt werden. Die Eignung des abgestrahlten Signals eines Farbfernsehsystems für zukünftige Weiterentwicklungen der Empfängertechnik ist zu beachten, und neben diesen und anderen technisch-physikalischen Problemen sind nicht zuletzt auch ökonomische Fragen von Bedeutung. Aus diesen Gründen wird die Verabschiedung einer Empfehlung für die Einführung eines einheitlichen Farbfernsehsystems, der alle Farbfernsehinteressenten mit Spannung entgegensehen, auch die Teilnehmer der XI. Vollversammlung des CCIR im Juni/Juli 1966 in Oslo vor schwere Aufgaben stellen.

Ein elektronisches Notizbuch

Nach dem „music-center" von Schaub-Lorenz ist das elektronische Notizbuch von Grundig eine zweite vom Konventionellen abweichende Anwendung der Magnettontechnik. Das unter der Typenbezeichnung EN 3 herausgebrachte „elektronische Notizbuch" (Bild 1) verdient seinen Namen zu Recht. Es ist ein kleines Magnetbanddiktiergerät, für dessen Stromversorgung drei Mignonzellen sorgen und das somit netzunabhängig arbeitet. Die Registrierung erfolgt auf Magnetband in auswechselbaren Kassetten. Ein Einfädeln des Bandes erübrigt sich deshalb; der Band- bzw. Kassettenwechsel kann in kürzester Zeit erfolgen. Eine Kassette enthält 60 Meter Magnetband, d. h., sie gewährleistet eine Aufnahmedauer von 45 Minuten.

Das „elektronische Notizbuch" läßt sich bequem in der Hand halten. Die Umschaltung Aufnahme-Aus-Wiedergabe-Rücklauf erfolgt mit einem Schalter auf der Seite mit der gleichen Hand, die das Gerät hält.

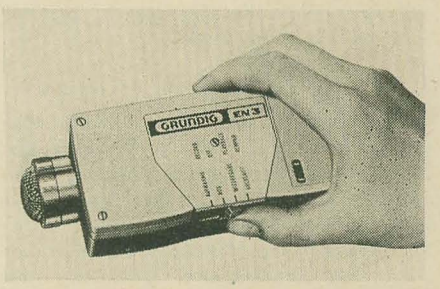


Bild 1: Ansicht des elektronischen Notizbuches EN 3 von Grundig. Der Daumen der Hand bedient den Betriebsartenschalter, während die Hand selbst das Gerät hält

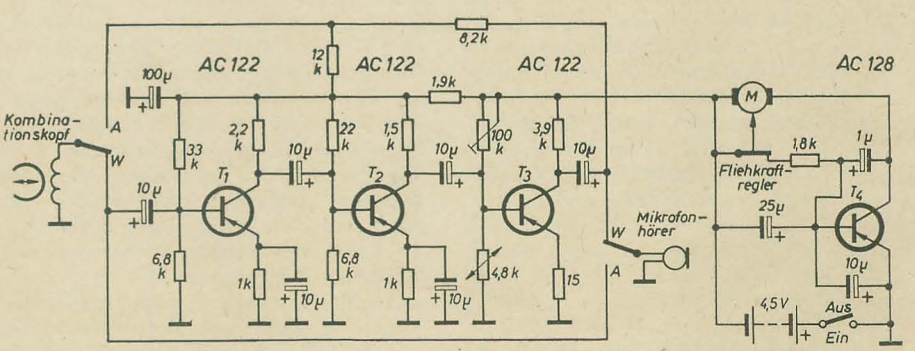


Bild 2: Stromlaufplan von Verstärker und Motorregler beim EN 3

Ein eingebautes Mikrofon spart Kabel, dessen Anschlüsse usw.
Eine so kompakte Bauweise, wie sie für das EN 3 notwendig ist, ist nur mit Hilfe der Transistortechnik möglich. Bild 2 zeigt den Stromlaufplan des Verstärkers: Drei Transistoren dienen entweder als Wiedergabeverstärker (Kombinationskopf – Verstärker – Mikrofon bzw. Hörer) oder als Aufnahmeverstärker (Mikrofon – Verstärker – Kombikopf). Die Aufnahme erfolgt mit Gleichstromvormagnetisierung. Der erforderliche Gleichstrom wird von der Minusleitung der Batterie über einen

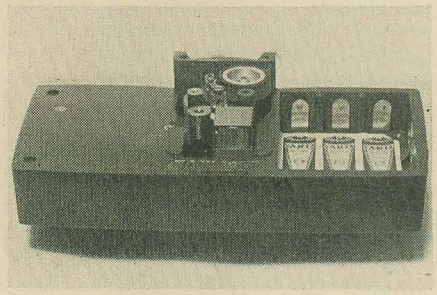


Bild 3: Das Unterteil des EN 3 mit dem Batteriefach (Pressefotos: Grundig)

12-kΩ-Widerstand eingespeist. Zusammen mit der niedrigen Bandgeschwindigkeit von 3,1···5 cm/s gewährleistet der Verstärker einen Frequenzumfang von 0,3 bis 3 kHz, was für Sprache ausreicht.
Ein vierter Transistor, neben den drei im Verstärker, ist für die Regelung des Motors vorgesehen. Ein Fliehkraftregler steuert die Basisvorspannung von T_4 (AC 128). Der Kollektorstrom dieses Transistors fließt durch die Motorwicklung. Der Motor wird folglich bei offenem Reglerkontakt (= offener Basis) nicht angetrieben, sondern nur bei geschlossenem Kontakt (= negative Basisvorspannung).
Die Stromaufnahme des Verstärkers beträgt etwa 7,5 mA, die des Motors bei Antrieb der Kassette 45 mA in den Stellungen „Aufnahme" und „Wiedergabe" und 60 mA in Stellung „Rücklauf". Dieser erfolgt mit etwa der 4,5fachen Bandgeschwindigkeit bei Aufnahme.
Bild 3 zeigt das Laufwerk und das Fach für die drei Mignonzellen, d. h. den feststehenden Teil des EN 3, auf den die jeweilige Bandkassette geschoben wird. Bei dieser ist noch zu bemerken, daß der Bandantrieb mit konstanter Aufwickelgeschwindigkeit (nicht mit konstanter Bandgeschwindigkeit) erfolgt. Es werden zwei Spuren nacheinander auf das Band aufgezeichnet.
Das EN 3 bietet eine Vielzahl von Anwendungsmöglichkeiten. Es läßt sich bequem mit sich führen, sei es im Auto, in der Bahn oder im Flugzeug. Wann und wo immer den Besitzer des EN 3 ein Geistesblitz trifft oder er eine Gedächtnisstütze braucht, er spricht in das Mikrofon und hält das Gesprochene auf Band fest. Er kann anschließend die Aufnahme abhören und später die betreffende Kassette ins Büro schicken, wo dann die Aufnahme weiterverarbeitet wird.

Streng

Neue bulgarische Transistormeßgeräte

Zehn Institute aus der Volksrepublik Bulgarien zeigten erstmalig in einer Ausstellung in Berlin ihre neuentwickelten Meß- und Prüfgeräte. Aus dem relativ umfangreichen Meßgeräteprogramm stellen wir unseren Lesern einige Geräte vor, die in der Transistormeß- und -prüftechnik verwendet werden.

NF-Oszillograf SCHO-230

Dieser Oszillograf wird zur Beobachtung von periodischen NF-Vorgängen, Verstärker-Frequenzcharakteristiken und Kennkurven von Dioden und Transistoren verwendet. Die Bildschirmabmessungen von 240 mm × 300 mm gestatten ein genaues Messen. Der Frequenzbereich geht von 40 Hz bis 10 kHz.

Transistoren-Registriergerät XT-320

Kennlinienscharen von pnp- sowie npn-Transistoren in Basis- und Emitterschaltung können mit diesem Gerät oszillografisch beobachtet und ausgewertet werden.
Mit einem bestimmten Eichtransistor kann die schnelle Auswahl von Transistoren mit beliebigen Eigenschaften und Kennwerten erfolgen.

Kollektorstrom:	0,5 ··· 200 mA
Kollektorspannung-	0,5 ··· 100 V
Basisstrom:	bis zu 500 µA

Dioden-Kennlinienschreiber HD-330

Das Gerät dient zur Beobachtung der Durchlaß- und Sperrkennlinien von Halbleiterdioden und ist zum Anschluß an Oszillografen eingerichtet.

Spannungsimpulse in Durchlaßrichtung in vier Unterbereichen	0,1···1 V
Strom in Durchlaßrichtung in fünf Unterbereichen	10 mA···200 mA
Spannungsimpulse in Sperrichtung in sechs Unterbereichen	2 V···200 V
Strom in Sperrichtung in fünf Unterbereichen	0,5 mA···10 mA

Meßgerät IP-340

Mit diesem Meßgerät lassen sich die h-parameter, wie Stromverstärkungsfaktor, Eingangswiderstand, Ausgangsleitwert und Spannungsrückwirkung ermitteln. Das Gerät ist für pnp- und npn-Transistoren geeignet.

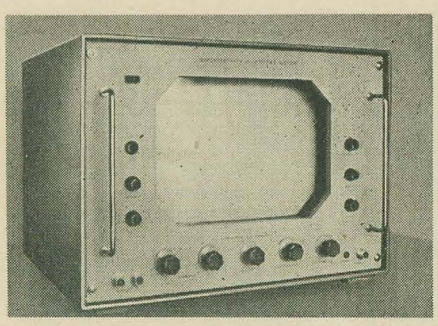
Meßgerät PDT-350

Zur Auswahl von Transistorpärchen, wie sie für Gegentaktendstufen, symmetrische Trigger, Multivibratoren u. a. benötigt werden, eignet sich das Meßgerät PDT-350. Es ermöglicht ein visuelles Beobachten und den Vergleich der Kennlinien bei vorgegebenen Betriebswerten und erlaubt, die Kennlinien im ganzen dynamischen Bereich zu verfolgen. Die Speisung der Transistoren mit Spannungsimpulsen schließt eine Erwärmung der Elemente aus. Ein großer Oszillografenschirm erleichtert die Auswertung.

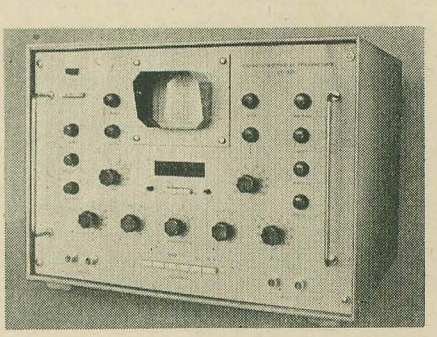
Meßgerät IT-360

Der Verstärkungsfaktor β und der Kollektorreststrom I_{CO} von Kleinleistungstransistoren sind durch dieses Gerät rasch zu ermitteln.
Das Gerät ist mit Signallampen ausgerüstet, die das Erreichen vorher eingestellter β- und I_{CO}-Werte melden.

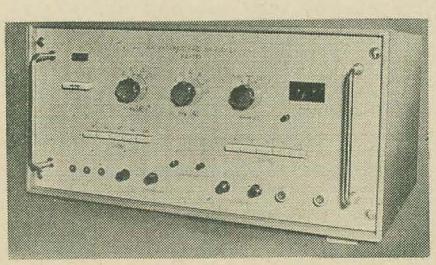
Messung von I_{CO} bei U_C:	— 20 V im Bereich bis 1 mA
Messung von β bei U_C:	— 6 V und I_e veränderlich
Messung von β bei 1000 Hz mit zwei Bereichen:	0···150 und 0···600



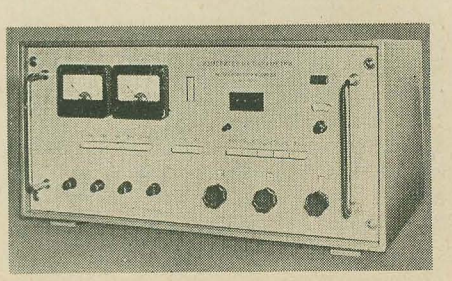
NF-Oszillograf SCHO-230



Transistoren-Registriergerät XT-320



Dioden-Kennlinienschreiber HD-330



Meßgerät IP-340

Elektrische Eigenschaften von Dünnschichttransistoren

Teil 1

K. WALTHER und M. O. WENDT

Mitteilung aus dem VEB Halbleiterwerk Frankfurt/O., Betriebsteil Stahnsdorf

Allgemeines

Die Grundtendenzen in der Entwicklung und Produktion elektronischer Bauelemente und Geräte sind im wesentlichen die Reduzierung des Eigenverbrauchs an Raum und Energie durch Miniaturisierung und Integrierung ganzer Baugruppen zu Komplexen, die Verbilligung der Produktion und die Erhöhung der Zuverlässigkeit. Die Entwicklung ging in den verschiedenen Ländern und Firmen oft recht unterschiedliche Wege.

Ein entscheidender Schritt in der Miniaturisierung war der Einsatz der Halbleitertransistoren und -dioden in elektronischen Schaltungen sowie die Verwendung gedruckter Schaltungen, in die die aktiven und passiven Bauelemente gesteckt und anschließend verlötet wurden.

Die nächste Phase bestand darin, passive Bauelemente, wie Widerstände und Kondensatoren, in Dünnschichttechnik herzustellen, wobei unter Dünnschichttechnik speziell die Herstellung dünner Schichten aus leitenden, isolierenden und halbleitenden Substanzen durch Aufdampfen im Hochvakuum verstanden werden soll.

Auf diese Weise lassen sich z. B. miniaturisierte elektronische Schaltkreise einschließlich der Zuleitungen aufdampfen. Die Dioden und Transistoren werden anschließend eingesetzt (Hybridtechnik).

Diese Stufe war der Ausgangspunkt für die beiden unterschiedlichen Entwicklungswege, die heute erkennbar nebeneinander laufen.

Die eine Entwicklungsrichtung ist dadurch gekennzeichnet, daß in integrierten Schaltungen Transistoren und Dioden verwendet werden, die sich aber auf einem zusammenhängenden Halbleiterblock (meist Silizium) befinden. Durch die verschiedenen Halbleitertechnologien, wie z. B. Diffusions-, Legierungs-, Planar- und Epitaxialtechnik, Aufdampf- und Strukturätzverfahren, ist es gelungen, nicht nur die Verbindungen der Bauelemente untereinander, sondern auch die übrigen Schaltungselemente, wie Widerstände und Kondensatoren usw., durch den Halbleiterblock und die Kombination der verschiedenen Übergänge zu realisieren.

Die auf diesem Wege erhaltenen integrierten Schaltungen werden meist durch die Bezeichnung Molekularelektronik charakterisiert.

Die zweite Möglichkeit bestand nun darin, die Aufdampftechnik auf Transistoren und Dioden auszudehnen.

Es wurden Versuche unternommen, sowohl Minoritätsladungsträgerbauelemente durch epitaxiales Aufdampfen von Germanium und Silizium herzustellen, als auch Majoritätsladungsträgerbauelemente durch Aufdampfen im Hochvakuum zu erzeugen. Auf diese Weise wird es möglich, integrierte Schaltungen elektronischer Geräte in einem Arbeitszyklus herzustellen (sog. Dünnschichtschaltung). Die Reduzierung der unterschiedlichsten Herstellungstechnologien auf nur eine, nämlich die Aufdampftechnik unter Verwendung von Bedampfungsmasken, wird in der Perspektive mit einer spürbaren Senkung der Herstellungskosten verbunden sein.

In gleicher Weise wird sich die damit verbundene Verlagerung in den Ausgangsmaterialien auswirken. In den Dünnschichtbauelementen kann z. B. auf die Verwendung von einkristallinen Halbleitermaterialien verzichtet werden. Isolatoren wie Glas, Quarz und Keramik, Aluminium- und Siliziumoxid, Metalle wie Aluminium und Gold sowie Halbleiter, wie Kadmiumsulfid oder -selenid, Tellur u. a. in polykristalliner Form bilden die hauptsächlichste Grundstoffbasis der Dünnschichtbauelemente und -geräte.

In der Literatur sind eine Reihe von Dünnschichtbauelementen, insbesondere Dünnschichttransistoren (DST) und -dioden, bekannt geworden, so z. B. Feldeffekt-DST und -dioden [1] [2] [3], Metallbasistransistoren [4] und Metall-Halbleiter-Dünnschichtgleichrichter [3] [5].

Von den Dünnschichttransistoren ist der Feldeffekttransistor (FET) das bekannteste und z. Z. auch erfolgversprechendste Bauelement. Wie andere FET (z. B. Unipolartransistoren und Metall-Oxid-Halbleitertransistoren) besitzt der Feldeffekt-DST eine Reihe Vorteile gegenüber den üblichen Transistoren: leistungslose Steuerung, kleine Abmessungen, geringes Rauschen, große Steilheit und hohe Schaltgeschwindigkeit.

Die einheitliche Herstellungstechnologie und geringe Materialkosten zeichnen darüber hinaus den DST vor anderen FET aus. Die Herstellung der DST erfordert jedoch eine hochentwickelte Aufdampf- und Maskentechnik. Die Herstellung anderer FET (z. B. des erwähnten MOST) erfordert dagegen einkristalline Halbleitermaterialien und eine Reihe komplizierter Technologien. Da man nun diese typischen Halbleitertechnologien aber zum größten Teil beherrscht, ist es verständlich, daß z. B. der MOS-Transistor bereits produziert wird, während die mit der Aufdampf- und Maskentechnik verbundenen Probleme den Schwerpunkt der gegenwärtigen DST-Entwicklung bilden.

Im folgenden werden elektrische Eigenschaften, einige physikalische und technologische Probleme bei der Herstellung und mögliche Anwendungsgebiete der Feldeffekt-Dünnschichttransistoren erläutert, soweit sie aus der Literatur und den eigenen durchgeführten Untersuchungen erkennbar sind.

Die durchgeführten Arbeiten erstreckten sich auf DST mit einer halbleitenden Schicht aus Kadmiumsulfid (CdS) oder Tellur (Te).

Aufbau und Theorie der DST

Der Feldeffekt-DST ist ein flaches Bauelement, das sich auf einer isolierenden, glatten Unterlage befindet. Seine Flächenausdehnung beträgt je nach Verwendungszweck zwischen $0{,}1 \times 0{,}5\ mm^2$ und $1 \times 5\ mm^2$. Die Gesamtdicke des DST beträgt etwa 2 μm und setzt sich aus mehreren Schichtebenen zusammen, die durch Aufdampfen hergestellt werden.

Im Bild 1 ist der Querschnitt eines DST schematisch dargestellt. Auf der isolierenden Unterlage aus Glas, Quarz oder Keramik befindet sich eine dünne Halbleiterschicht HL aus CdS oder Te. Die Dicke der HL-Schicht beträgt 0,05 bis 1 μm. Zwei dünne Metallschichten aus Aluminium (Al) oder Gold (Au) von 0,1 μm Dicke bilden je einen niederohmigen Kontakt zum Halbleiter. Sie stellen die Anode A und die Katode K des DST dar. Der Zwischenraum L muß möglichst klein sein und beträgt etwa 10 μm. Zwischen der Gitterelektrode G, einer dünnen Metallschicht, und dem Halbleiter befindet sich eine dünne Isolatorschicht I, die den Halbleiter und die beiden Elektroden soweit überdeckt, daß nur noch die Zuleitungen frei bleiben.

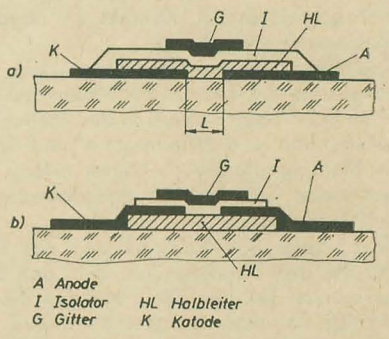


Bild 1: Schematischer Querschnitt eines Dünnschichttransistors a) staggered-Struktur, b) coplanar-Struktur

Die Isolatorschicht besteht aus Kalziumfluorid (CaF_2), Siliziummonoxid (SiO) u. a.; ihre Dicke beträgt 0,1 bis 1 μm.

Neben dieser sog. „coplanar"-Struktur im Bild 1 b lassen sich auch DST mit einer „staggered"-Struktur herstellen (Bild 1 a), bei denen die beiden unteren Schichtebenen HL und K-A miteinander vertauscht sind.

Weiterhin ist es auch möglich, direkt auf das Substrat die Gitterelektrode und nachfolgend die anderen Schichtebenen aufzudampfen.

Charakteristisch für den DST ist, daß die

Gitterelektrode von der Halbleiterschicht durch eine dünne Isolatorschicht getrennt ist. Hierdurch erhält man Transistoren, die im Gegensatz zu den üblichen Halbleitertransistoren z. B. mit pnp-Zonen einen sehr hohen Eingangswiderstand besitzen und sich deshalb fast leistungslos steuern lassen. Die DST sind daher in ihrem elektrischen Verhalten eher mit einer Elektronenröhre vergleichbar.

Den Steuermechanismus beim DST kann man sich vereinfacht wie folgt vorstellen [1]. Die Leitfähigkeit σ des Halbleiters zwischen den beiden Elektroden K und A und damit der Anodenstrom I_a bei der Anodenspannung U_a hängen von der Dichte der freien Ladungsträger, bei n-Leitung also von der Elektronendichte n im Halbleiter ab. Durch Anlegen einer positiven oder negativen Gitterspannung an die Steuerelektrode wird die Dichte der freien Elektronen durch Influenz erhöht bzw. verringert. Als Folge davon ändert sich die Leitfähigkeit des Halbleiters und damit der Anodenstrom.

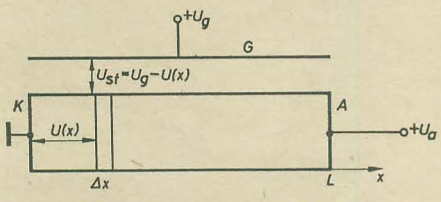


Bild 2: Skizze zur Berechnung der Kennlinien eines Dünnschichttransistors

Im Bild 2 ist ein DST mit den charakteristischen Spannungen schematisch dargestellt. Die ortsabhängige Leitfähigkeit $\sigma(x)$ im Halbleiter ist definiert durch Gl. (1) unter der Voraussetzung, daß im Halbleiter nur eine Ladungsträgerart vorhanden ist.

$$\sigma(x) = q \cdot \mu \cdot n(x) \qquad (1)$$

Es bedeuten q die Elementarladung und μ die Ladungsträgerbeweglichkeit.

Durch die Gitterelektrode werden zusätzliche Ladungsträger influenziert, die je nach Polarität der Gitterspannung die Trägerdichte im HL erhöhen oder verringern.

$$n(x) = n_o + n_z(x) \qquad (2)$$

Die im Volumenelement $\Delta x \cdot F$ an der Stelle x influenzierte Ladung $\Delta Q(x) = q \cdot F \cdot n_z(x) \Delta x$ hängt von der Steuerspannung $U_{st} = U_g - U(x)$ ab, wobei $U(x)$ das Potential im Innern des Halbleiters an der Stelle x ist.

$$\Delta Q(x) = \Delta C \cdot U_{st}(x) = q \cdot F \cdot n_z(x) \cdot \Delta x \qquad (3)$$

Daraus ergibt sich mit $\frac{\Delta C}{C} = \frac{\Delta x}{L}$

$$q \cdot F \cdot L \cdot n_z(x) = C\,[U_g - U(x)] \qquad (4)$$

$$C = \varepsilon_I \frac{B \cdot L}{t} \qquad (5)$$

Es bedeuten ε_I die Dielektrizitätskonstante des Isolators, B die Elektrodenlänge des DST und C die Steuerkapazität.

Das betrachtete Volumenelement stellt in Richtung des Anodenstroms einen Widerstand $\Delta R(x)$ dar.

$$\Delta R(x) = \frac{1}{q \cdot \mu \cdot n(x)} \cdot \frac{\Delta x}{F} \qquad (6)$$

Mit

$$\Delta U(x) = I_a \cdot \Delta R(x) \qquad (7)$$

ergibt sich folgende Differentialgleichung

$$I_a = q \cdot \mu \cdot n_o F \left(1 + \frac{U_g - U(x)}{U_o}\right) U'(x) \qquad (8)$$

Die Größe U_o wird mit „pinch-off"-Spannung bezeichnet, sie hat den Wert

$$U_o = \frac{q \cdot n_o \cdot F \cdot L}{C} \qquad (9)$$

Mit den Randbedingungen

$$U(x = O) = O$$
$$U(x = L) = U_a$$

erhält man die Kennliniengleichungen des DST

$$I_a \frac{L^2}{\mu C} = -\frac{1}{2} U_a^2 + U_a (U_g + U_o) \qquad (10)$$

Im Bild 3 ist die Kennlinienschar eines DST nach Gl. (10) mit U_g als Parameter dargestellt.

Gl. (10) gilt allerdings nur für Anodenspannungen $U_a \leqq U_g + U_o$; für größere Anodenspannungen gibt es noch keine vollständige Theorie. Experimentell ist festgestellt worden, daß der Anodenstrom in diesem Spannungsgebiet (dem sog. pinch-off-Gebiet) nahezu unabhängig von der Anodenspannung wird.

$$I_a \frac{L^2}{\mu C} = \begin{cases} \frac{1}{2}(U_g + U_o)^2 \ldots U_g + U_o \leqq U_a \\ 0 \ldots U_g + U_o \leqq 0 \end{cases} \qquad (11)$$

Für die Steilheit $S = \partial I_a / \partial U_g$ des DST erhält man

$$S = \begin{cases} \frac{\mu C}{L^2} U_a & \ldots U_a \leqq U_g + U_o \\ \frac{\mu C}{L^2}(U_g + U_o) & \ldots U_a \geqq U_g + U_o \end{cases} \qquad (12)$$

Weitere wichtige Eigenschaften der DST sind ihr Frequenzverhalten und das Rauschen. Diese Eigenschaften sind in der Literatur eingehend untersucht worden [2] [6].

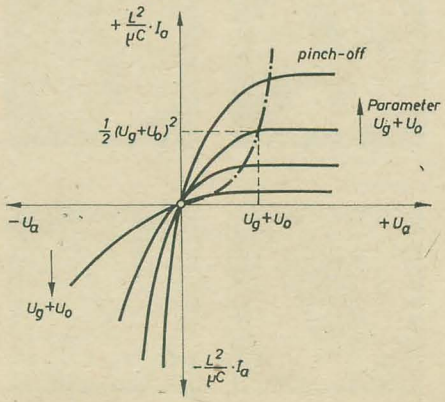


Bild 3: Kennlinienschar eines Dünnschichttransistors mit einer n-leitenden Halbleiterschicht

Für das Produkt Bandbreite × Verstärkung gilt

$$G = \frac{1}{4\pi} \cdot \frac{S}{C} = \frac{1}{4\pi} \cdot \frac{\mu}{L^2}(U_g + U_o) \qquad (13)$$

Das Rauschverhalten eines DST wird durch einen äquivalenten Rauschwiderstand $r_{ä}$ beschrieben.

$$r_{ä} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{S} \qquad (14)$$

Zur Erzielung möglichst günstiger elektrischer Parameter ergeben sich für den DST eine Reihe von Forderungen.

So soll der DST z. B. bei möglichst kleiner Steuerkapazität C eine große Steilheit S besitzen. Aus den Gln. (12)···(14) folgt, daß die Ladungsträgerbeweglichkeit eine wichtige Größe für den DST darstellt und möglichst groß sein soll. Die Ladungsträgerbeweglichkeit μ ist eine Materialkonstante des Halbleiters, hängt aber sehr stark von dessen weiteren Eigenschaften, insbesondere der kristallinen Struktur und der Reinheit, ab. In polykristallinen Aufdampfschichten aus CdS liegt sie zwischen 0,1 bis 100 cm²/Vs; in Tellurschichten sind Beweglichkeiten bis zu 200 cm²/Vs erzielt worden [7].

Von Bedeutung für den DST sind weiterhin die Rekombinations- und Haftstellen im Halbleiterkanal und in der Grenzfläche Halbleiterisolator. Eine sehr große Haftstellendichte kann dazu führen, daß die bei kleinen Gitterspannungen influenzierten Ladungsträger nicht zur Leitfähigkeit und zum Anodenstrom beitragen, da sie von den Haftstellen eingefangen werden. Dieser Fall wird in der Gl. (2) durch ein negatives Vorzeichen von n_o beschrieben und bedeutet, daß zum Auffüllen der Haftstellen noch Ladungsträger fehlen. Nach Gl. (9) hat eine negative pinch-off-Spannung zur Folge und bedeutet, daß bei Gitterspannungen $U_g + U_o < O$ kein Anodenstrom fließt. Erst von einer gewissen Gitterspannung $U_g = -U_o$ an sind die Zentren mit Ladungsträgern aufgefüllt, so daß eine weitere Steigerung der Gitterspannung zu einem von Null verschiedenen Anodenstrom führt (Gl. 11). Eine große Haftzentrendichte ist demnach unerwünscht, da sie die notwendige Gittervorspannung zu stark vergrößern und darüber hinaus auch die Beweglichkeit reduzieren wird.

Der Elektrodenabstand L soll möglichst klein sein. Durch die Verwendung sehr dünner Drähte als Aufdampfmasken ist es gelungen, Elektrodenabstände bis zu 5 μm herzustellen. Bei den nachfolgenden Aufdampfprozessen kommt es aber darauf an, daß die Gitterelektrode die Katode und die Anode nicht überlappt, da sonst das Produkt Bandbreite × Verstärkung G verringert wird.

Nach *Wallmark* [6] ist die Schaltgeschwindigkeit des DST nur durch die RC-Zeitkonstante aus der Gitterkapazität und dem Bahnwiderstand der Halbleiterschicht bestimmt, wenn der Innenwiderstand der Steuerspannungsquelle klein ist. Hierbei sind Schaltzeiten unterhalb einer Nanosekunde erreicht worden.

Tabelle: Kenndaten verschiedener DST

Entwicklungsstelle Literatur	DST-Typ	Eigenschaften des HL		Isolator	Elektroden		Elektrische Eigenschaften des DST			
		μ in cm²/Vs	σ in Ω·cm		Mat.	L in μm	S in mA/V	G in MHz	R_e in MΩ	U_o in V
RCA [1]	CdS	100	–	SiO, CaF_2	Au, Al	10	10	15	10^7	$-2{,}2\cdots+2{,}0$
RCA [3]	CdS-Koplanar	–	–	SiO, CaF_2	Au, Al	10	25	25	10^{10}	–
RCA [7]	Te	200	(0,1)	SiO	Au	10–20	40	10	–	–
RCA [8]	CdS	1–140	–	SiO	Au	5–50	25	17	–	–
RCA [9]	CdSe	4–30	–	Al_2O_3	Au, Al	9–21	10	13	–	–
RCA [10]	CdSe	4–130	10^1–10^6	Al_2O_3, SiO, CaF_2	Au, Al	10	25	–	–	$-2{,}4\cdots+2{,}0$
Hughes Aircraft Co. Semic. Div. [2]	CdS	5–80	10^6–10^8	SiO	Au, Al, In	40	5	15	10^6	–
IBM [11]	CdS	0,03–6 (100)	10^2–10^4	SiO_x	Ag	7,5	–	–	–	–
HFO	CdS-Koplanar	0,5–3,5	10^2–10^6	SiO_x, CaF_2	Al	60	0,03	–	10^8–10^9	(–2,2)
HFO	Te	180	–	SiO_x	Au	60	0,3	–	10^9	–

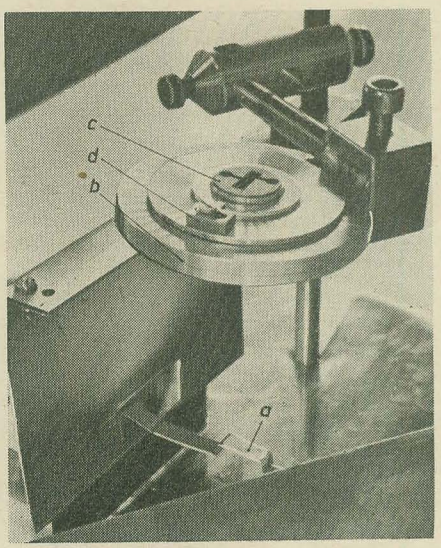


Bild 4: Bedampfungseinrichtung zur Herstellung der Katode und Anode des Dünnschichttransistors

Nehmen wir eine Beweglichkeit $\mu = 200\ cm^2/Vs$ an. Der Elektrodenabstand betrage $L = 10\ \mu m$; eine Überlappung des Gitters über die Elektroden sei nicht vorhanden. Die Steuerspannung betrage 20 V, und die Steuerkapazität sei 50 pF. Für einen solchen idealen DST ergeben sich folgende elektrische Eigenschaften: $S = 200$ mA/V, $G = 640$ MHz und $r_{ä} = 2{,}5\ \Omega$.

Allerdings sind solche Werte noch nicht erreicht worden. Die besten, im Ausland bisher bekannt gewordenen DST haben eine Steilheit von 40 mA/V und eine Grenzfrequenz von 25 MHz.

In der obenstehenden Tabelle sind einige physikalische und elektrische Parameter verschiedener DST zusammengestellt.

Herstellung der DST

Die einzelnen Aufdampfprozesse bei der Herstellung der DST gehen etwa wie folgt vor sich:

Das Material für die Aufdampfschicht wird in eine heizbare Verdampfungsquelle, die die Form eines Tiegels oder Schiffchens hat, eingelegt.

Die Verdampfungsquelle befindet sich im Rezipienten einer Hochvakuumanlage, die auf einen Druck von 10^{-4} bis 10^{-6} Torr evakuiert wird. Nach Erreichen dieses Druckes wird die Dampfquelle durch Widerstandserhitzung, Wärmestrahlung oder Elektronenstoß soweit erhitzt, daß das eingelegte Gut verdampft.

Da bei dem genannten Restgasdruck Zusammenstöße zwischen den Dampf- und Restgasmolekülen kaum noch stattfinden, breitet sich der Dampfstrahl geradlinig aus.

Befindet sich in einem gewissen Abstand von der Dampfquelle eine Auffangfläche (Substrat), so entsteht durch Kondensation der Dampfstrahlen eine Aufdampfschicht.

Bringt man zwischen die Dampfquelle und das Substrat eine Maske mit geeigneten Aussparungen, so entsteht auf dem Substrat eine Schicht, deren Geometrie durch die Maske vorgegeben ist.

Auf diese Weise ist es möglich, jede gewünschte Schichtgeometrie aufzudampfen, wenn die notwendigen Masken zur Verfügung stehen.

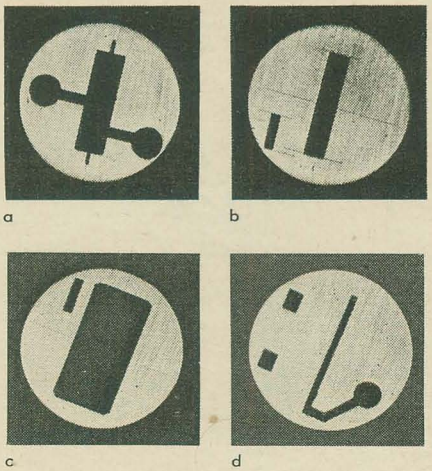


Bild 5: Bedampfungsmasken zur Herstellung von Dünnschichttransistoren

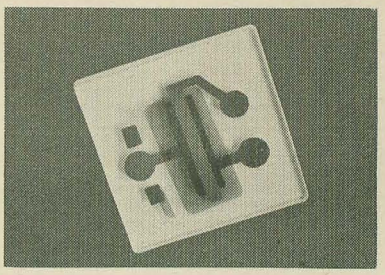


Bild 6: Versuchsmuster eines Dünnschichttransistors

Als Substrat wurden Quarzplättchen verwendet, die besonders gereinigt und in einen Substrathalter eingebaut werden. Die Aufdampfmasken für die verschiedenen Schichtebenen des DST befinden sich in Maskenträgern, die eine definierte Lage zwischen Maske und Substrat gewährleisten.

Im Bild 4 ist die Bedampfungseinrichtung zur Herstellung der beiden Elektroden K und A gezeigt. Aus dem Verdampfungsschiffchen (a) aus Tantalblech wird zu diesem Zweck Al oder Au durch Widerstandserhitzung bei Temperaturen oberhalb 1600 °C verdampft. Im Maskenträger (b) befindet sich die Bedampfungsmaske (c). Das Justierstück (d) gewährleistet die definierte Lage des Substrats zur Maske.

Im Bild 5 sind die Masken zur Herstellung der einzelnen Schichtebenen des DST dargestellt. Die Maske 5a dient zur Herstellung des Kontaktpaares; in die Mitte wurde eine Rasierklinge (0,06 mm) eingelötet, die den 60 μm breiten Elektrodenabstand erzeugte. Die Maske 5b dient zur Herstellung der Halbleiterschicht, über die die Isolatorschicht mittels Maske 5c gedampft wird (Bauelement nach Bild 1b). Über diese Anordnung wird das Gitter mittels Maske 5d aufgedampft. In den drei letzten Masken befinden sich kleine zusätzliche Fenster, die zur Schichtdickenbestimmung der Halbleiter- und Isolatorschicht mit dem Interferenzmikroskop dienen.

Das Bild 6 zeigt ein Versuchsmuster eines CdS-DST.

Ein direktgekoppelter Gleichstromverstärker mit Silizium-Planartransistoren

HANS HAHN

Einleitung

Abgesehen vom guten Langzeitverhalten sind es folgende Eigenschaften, die Silizium-Planartransistoren für stabile und empfindliche Gleichstromverstärker besonders geeignet machen: sehr niedrige Restströme, hohe Stromverstärkung bei kleinen Kollektorströmen, geringe Streuung der Basis-Emitter-Spannung und ihrer Temperaturabhängigkeit. Weiterhin sind Transistorpaare in einem Gehäuse verfügbar, wodurch ein nur geringfügiger Temperaturunterschied zwischen den beiden Transistorelementen auftritt. Die Stabilität eines gleichstromgekoppelten Verstärkers setzt sich zusammen aus

a) Stabilität der Verstärkung und
b) Stabilität des Nullpunktes.

Die Verstärkungsstabilität kann man durch Gegenkopplungsmaßnahmen in weiten Grenzen steigern, was jedoch – wie noch nachgewiesen wird – die Nullpunktstabilität nicht verbessert. Sie hängt ausschließlich von dem Aufbau des Verstärkers, der Güte der darin verwendeten Bauteile und den Betriebsbedingungen ab.

Nachfolgend wird die Versuchsschaltung eines Spannungsverstärkers beschrieben, der mit insgesamt sechs Silizium-Planartransistoren bestückt ist und eine Spannungsverstärkung von 100 hat. Die Temperaturdrift, bezogen auf den Eingang, ist $< 3\ \mu V/grd$. Durch passenden Abgleich lassen sich ohne Schwierigkeiten Werte $< 1\ \mu V/grd$ über einen Temperaturbereich von 100 grd erreichen. Diese Angabe gilt jedoch nur, wenn die Schaltung außer den Transistoren keine temperaturabhängigen Bauteile enthält.

Der nachstehend beschriebene Verstärker wurde im Rahmen von Untersuchungen aufgebaut, die als Ergebnis den Nachweis erbringen sollten, daß Transistoren nicht mehr das wesentliche Kriterium der erreichbaren Stabilität bei Gleichstromverstärkern sind. Die Schaltung stellt nicht das absolute Optimum dar.

Allgemeines

Die Stabilität eines (linearen) Gleichstromverstärkers kann in zwei Komponenten unterteilt werden: Stabilität der Verstärkung und Stabilität des Nullpunktes. Beide sind über die Konstanten m und c in der klassischen linearen Form $y = m \cdot x + c$ miteinander verknüpft.

Es ist hinreichend bekannt, daß man eine Verstärkungsstabilität theoretisch in jedem gewünschten Maß durch genügend starke Gegenkopplung über alle Stufen erzielt. Sie soll deshalb in unseren Ausführungen nicht weiter erörtert werden. Dagegen läßt sich die Nullpunktstabilität durch Gegenkopplung nicht günstig beeinflussen. Diese Tatsache ist den Entwicklungsingenieuren nicht allgemein geläufig und soll deshalb – kurz gefaßt – näher beleuchtet werden.

Nullpunktstabilität

Die Nullpunktstabilität in Abhängigkeit der Betriebsbedingungen oder der Zeit läßt sich zweckmäßig in den korrespondierenden Begriffen „Instabilität" oder „Drift" ausdrücken. Diese lassen sich wiederum durch eine äquivalente Änderung des Eingangssignals angeben; und zwar in Form eines Signals am Verstärkereingang, das nötig wäre, um das verstärkte Signal am Ausgang auf seinen ursprünglichen Wert zurückzuführen. Somit kann die Drift unmittelbar mit dem Signal der Steuerquelle verglichen werden. Dieses Verfahren entspricht den zur Ermittlung der Rauschzahl von Hoch- und Niederfrequenzverstärkern angewendeten Methoden.

Gegenkopplung und Drift

Nehmen wir an, daß eine Steuerquelle ein konstantes Signal an den Eingang des Verstärkers liefert und damit die Ausgangsspannung einen bestimmten Wert hat; weiterhin, daß sich im Laufe der Zeit oder durch Wechsel in den Umweltbedingungen die Ausgangsspannung geändert hat.

Um jetzt am Ausgang den Anfangswert wiederherzustellen, sind eingangsseitig gewöhnlich Spannung und Strom zu ändern. Diese äquivalenten Änderungen des Eingangssignals lassen sich am besten mit einem mit den Eingangsklemmen in Reihe geschalteten Spannungsgenerator und einem zu den Eingangsklemmen parallelgeschalteten Stromgenerator durchführen. Das Strom-Spannungs-Produkt ergibt die äquivalente Änderung der Eingangsleistung.

Da auf diesem Wege die Ausgangsspannung des Verstärkers auf den ursprünglichen Wert zurückgeführt wurde, ist kein Gegenkopplungssignal verfügbar. Folglich kann eine Gegenkopplung – gleichgültig welcher Art – die Drift, ausgedrückt als äquivalente Änderung des Eingangssignals, nicht beeinflussen; ausgenommen, daß irgendein Gegenkopplungsnetzwerk aus Widerständen eine bestimmte Verlustleistung in den Eingangskreis einspeist.

Herstellen einer minimalen Drift

In der Praxis sind an der Drift eines Verstärkers verschiedene Ursachen beteiligt. Zum Beispiel führt eine Änderung der Basis-Emitter-Spannung des Eingangstransistors fast ausschließlich zu einer Spannungsdrift, während aus einer Änderung der Stromverstärkung im wesentlichen eine Stromdrift folgt. Welche der beiden Driftarten relativ wichtiger ist, hängt nicht nur von deren absoluten Beträgen, sondern auch vom Verhältnis des differentiellen Innenwiderstandes der Steuerquelle zum differentiellen Eingangswiderstand des Verstärkers ab. Ist dieses Verhältnis sehr groß, so daß die Steuerquelle näherungsweise als Stromgenerator und der Verstärker als stromgesteuert betrachtet werden kann, dann ist die Stromdrift relativ wichtiger. Ist dagegen dieses Verhältnis klein, so daß die Steuerquelle in der Näherung als Spannungsgenerator und der Verstärker als spannungsgesteuert anzusprechen ist, so überwiegt der Einfluß der Spannungsdrift. Diese Punkte sind bei der Entwicklung von Verstärkern zu berücksichtigen.

Für jeden gegebenen Verstärkerentwurf und alle Umgebungsbedingungen gibt es einen bestimmten Innenwiderstand der Steuerquelle, der eine minimale Gesamtdrift ergibt. Sie wird zweckmäßig durch eine äquivalente Signalleistung ausgedrückt und nicht in den getrennten Daten von Spannung und Strom. Diese Handhabung empfiehlt sich vor allem dann, wenn die insgesamt verfügbare Signalleistung im voraus feststeht, der Innenwiderstand der Quelle jedoch beliebig sein kann. Das kann z. B. im Falle einer Wheatstonebrücke mit Thermistoren zutreffen. Treten Spannungs- und Stromdrift unabhängig voneinander auf (so daß keine Beziehung zwischen ihnen erkennbar ist und sie sich somit auch statistisch nicht zuordnen lassen), dann wird die Bedingung für minimale Driftleistung durch einen Innenwiderstand der Quelle erfüllt, der so zu wählen ist, daß die statistisch erwarteten Effekte der Spannungsdrift gleich denen der Stromdrift sind. Der erforderliche Wert des Innenwiderstandes der Quelle hängt nicht von einer Gegenkopplung ab. Verhalten sich dagegen beide Driftarten proportional zueinander, so daß sie sich vollständig und linear zuordnen lassen – indem z. B. eine negative Spannungsdrift stets von einer verhältnisgleichen positiven Stromdrift begleitet wird –, dann gibt es irgendeinen Innenwiderstand der Steuerquelle, bei dem sich beide Arten der Drift das Gleichgewicht halten. Die verbleibende Drift wird zu Null. Für diesen Wert des Innenwiderstandes ist wie gesagt eine Gegenkopplung belanglos. Ein Driftgleichgewicht läßt sich jedoch in der Praxis kaum verwirklichen, weil in der Mehrzahl der anscheinend möglichen Fälle der erforderliche Innenwiderstand der Quelle außerhalb des brauchbaren Bereichs liegt und häufig negativ ist.

Gewöhnlich sind Spannungsdrift und Stromdrift weder gänzlich unabhängig voneinander noch vollständig einander zuordnungsfähig. Es gibt aber stets einen bestimmten Innenwiderstand der Quelle (nicht notwendigerweise erreichbar in der Praxis), der eine kleinstmögliche Restdrift ergibt. In der Praxis ist der zuordnungsfähige Anteil beider Driftarten gewöhnlich auf Änderungen der Umgebungstemperatur zurückzuführen.

Schaltung

Um die bei Temperaturänderungen unter Verwendung von Silizium-Planartransistoren erzielbare geringe Drift zu demon-

strieren, wurde ein Versuchsverstärker für 100fache Spannungsverstärkung entwickelt und aufgebaut. Es ist ein Betrieb an einer Steuerspannungsquelle mit niedrigem Innenwiderstand vorgesehen. Die Stromdrift kann deshalb als relativ unwichtig vernachlässigt werden. Das Hauptproblem besteht darin, die temperaturabhängige Spannungsdrift auf ein Minimum zu bringen. Mögliche Verstärkungsschwankungen reduziert die Gegenkopplung.

Entwicklung

Die wesentlichste Ursache für eine Spannungsdrift ist in der Praxis die temperaturabhängige Änderung der Basis-Emitter-Spannung des Eingangstransistors. Sie beträgt in der Regel etwas über —2 mV/grd. Falls eine Drift von einigen 10 mV unzulässig ist, muß entweder der Eingangstransistor mit einem Thermostaten auf konstanter Temperatur gehalten oder die Änderung seiner Basis-Emitter-Spannung kompensiert werden. Letzteres wird gewöhnlich vorgezogen. Zweifellos läßt sich die Kompensation am besten mit Hilfe der Basis-Emitter-Spannung eines ähnlichen Transistors durchführen, der unter gleichen Bedingungen bei gleicher Temperatur wie sein Partnertransistor betrieben wird. Das führt unmittelbar zu der bekannten Differentialverstärkerschaltung nach Bild 1. Bei völliger Symmetrie der Bauteile verharrt die Schaltung bei allen Umgebungstemperaturen im Gleichgewicht (Null am Ausgang für Null am Eingang).

Die Spannungsverstärkung einer derartigen einfachen Schaltung schwankt mit der Temperatur, weil die Vorwärtssteilheit eines Transistors (bei kleinem Kollektorstrom) näherungsweise umgekehrt proportional der absoluten Temperatur ist. Eine gleichbleibende Verstärkung läßt sich mittels einer ausreichenden Gegenkopplung erreichen, die allerdings auf Kosten der Verstärkung geht. Deshalb sind mindestens zwei Stufen für Verstärker notwendig.

Es ist wünschenswert, die gesamte Schaltung des Verstärkers einschließlich Gegenkopplungszweige symmetrisch aufzubauen, um den Einfluß von Betriebsspannungsänderungen klein zu halten. Gewöhnlich ist es jedoch zulässig (und häufig nötig), das Eingangssignal einseitig zuzuführen, wie es Bild 2 zeigt.

Bénéteau's Zweistufenschaltung

Die Grundform einer einfachen zweistufigen Schaltung gemäß Bild 2 wurde von Bénéteau angegeben. Sie verwendet zwei

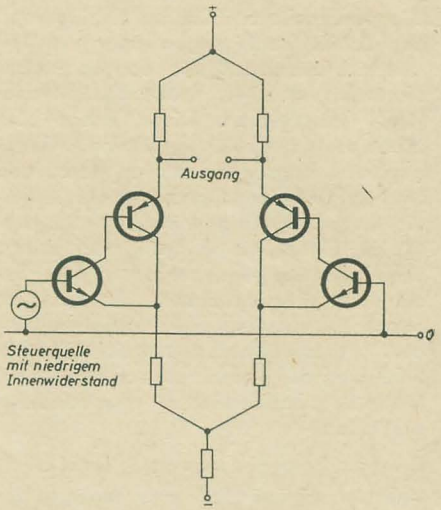


Bild 2: Bénéteau's Zweistufenschaltung

jeweils aus einem pnp- und einem npn-Transistor bestehende „Verbundtransistoren". Widerstände in den Emitterzuleitungen stabilisieren die Verstärkung.

Bénéteau konnte feststellen, und eigene Untersuchungen haben das bestätigt, daß in einer derartigen Schaltung mit nicht besonders ausgelesenen Transistoren Driftwerte von 7···12 μV/grd erreichbar sind. Es ist aber vorauszusetzen, daß die Eingangstransistoren mit einer Toleranz von einigen $^1/_{1000}$ grd auf gleicher Temperatur gehalten werden.

Versuchsschaltung

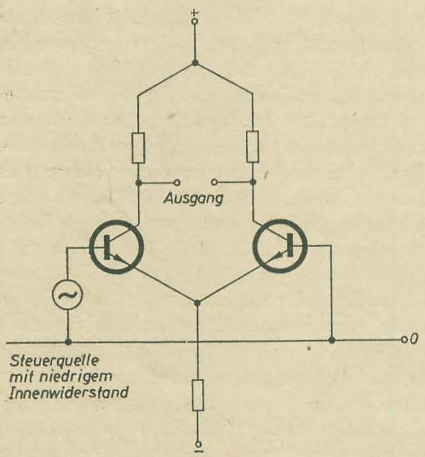
Es wurde eine Anordnung gemäß Bild 3 entwickelt und aufgebaut, die ausschließlich mit npn-Silizium-Planartransistoren bestückt sind.

Anstelle der beiden einzelnen Transistoren in der ursprünglichen Schaltung Bild 1 ist jeweils ein dreistufiger Verstärker getreten. Die Spannungsverstärkung von 100 ist durch eine Gegenkopplung im Emitterkreis stabilisiert.

Als Eingangstransistoren wurden zunächst normale Exemplare vom Typ BFY 19 genommen. Die Drift betrug bereits ohne eine einstellbare Kompensation des Tem-

Technische Daten

Verwendung:	Spannungsverstärker zwischen niederohmigem Quellwiderstand und hochohmigem Lastwiderstand
Spannungsverstärkung:	100fach
differentieller Eingangswiderstand:	> 10 kΩ
Eingangsruhestrom:	5···10 μA (schwankt m. Temperatur)
Innenwiderstand der Steuerquelle für ausreichende Stabilität:	≈ 100 Ω max.
Hub der Ausgangsspannung:	$> \pm 2$ V Eintakt $> \pm 4$ V Gegentakt an hochohmigem Lastwiderstand
Lastwiderstand für volle Ausgangsspannung:	≈ 50 kΩ min.
differentieller Ausgangswiderstand:	unwichtig im Hinblick auf den vorgesehenen Lastwiderstand
Grenzfrequenz:	600 kHz (bei 3 dB Abfall)
Betriebsspannung:	± 12 V bei < 2 mA
Transistoren:	2 Doppeltransistoren BFY 20 (1. und 2. Stufe), 2 Einzeltransistoren BFY 18 (Ausgangsstufe)
Nullpunktdrift mit der Temperatur, bezogen auf die Eingangsspannung:	< 3 μV/grd ohne Temperaturkoeffizientenabgleich; auf 0 trimmbar mit TK-Abgleich



◀ **Bild 1: Differentialverstärkerschaltung**

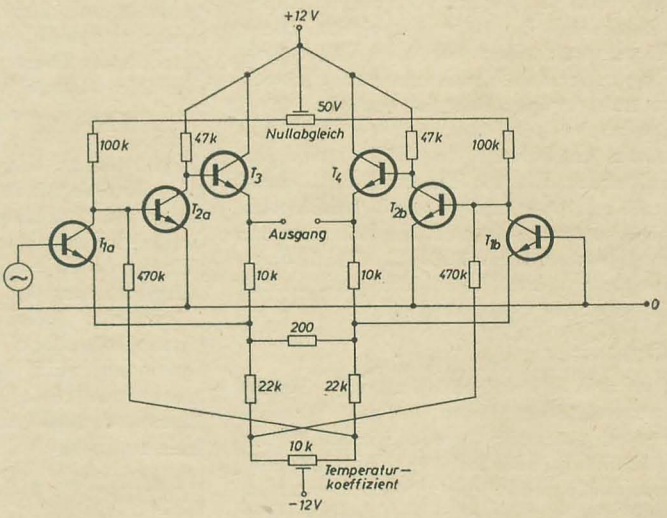


Bild 3: Versuchsschaltung mit npn-Silizium-Planartransistoren

peraturganges ständig weniger als 10 μV/grd zwischen 25 und 100 °C. Jedes Transistorpaar wurde symmetrisch und isoliert in einem massiven Messingblock untergebracht.

Durch den Einsatz der SEL-Doppeltransistoren Typ BFY 20 kann der temperaturegalisierende Messingblock wegfallen. Dadurch, daß die zwei Elemente eines jeden Doppeltransistors BFY 20 aus derselben Siliziumscheibe stammen, sinkt der Driftwert unter 3 μV/grd.

Als letzte Verbesserung der Schaltung wurde der „Temperaturkoeffizientenabgleich" hinzugefügt. Bei dieser Maßnahme wurde eine kleine Differenzspannung in den Eingangskreis eingeführt, die die Symmetrie des gesamten Systems stört. Diese Maßnahme hat einen weit größeren Einfluß auf den Temperaturgang als die normale Nullstellung. Durch wechselweisen Abgleich der beiden Trimmerpotentiometer Nullabgleich und Temperaturkoeff. kann der Temperaturkoeffizient Null werden oder das Vorzeichen wechseln.

Die Nulleinstellung des Temperaturkoeffizienten lag bei jedem versuchten Exemplar BFY 20 innerhalb der Grenzen des Potentiometers. Im besten Falle blieb die Drift, Nullabgleich bei 25 °C, während mehrerer Temperaturschleifen zwischen 25 und 80 °C unter 16 μV. Über diesen Temperaturbereich ändert sich die Basis-Emitter-Spannung eines jeden Eingangstransistors um etwa $16 \cdot 10^4$ μV!

Bei dieser Größenordnung der Symmetrie erscheint es sicher, daß wenigstens ein Teil der Restdrift durch die übrigen Bauteile verursacht wird; zumal als Festwiderstände nur normale Kohleschichtausführungen und als Potentiometer gewöhnliche (keine „Präzisions"-) Drahtwiderstände verwendet wurden. Es mag noch erwähnt werden, daß die Kollektor-Emitter-Spannung der Eingangstransistoren sehr niedrig ist (etwa 1,4 V bei Zimmertemperatur). Zusammen mit dem geringen Kollektorstrom (etwa 60 μA) bedeutet das eine minimale Verlustleistung in den Transistoren, so daß die durch das Eingangssignal bedingten Änderungen der Transistorverlustleistung und damit der Kristalltemperatur vernachlässigt werden können.

Schluß

Der hier beschriebene Verstärker steckt keineswegs irgendwelche Grenzen in der Verstärkerentwicklung ab. Es sollte lediglich nachgewiesen werden, daß man mit Silizium-Planartransistoren eine beträchtliche Stabilität gegenüber Temperaturschwankungen erreichen kann. Die durch die Transistoren verursachte Langzeitdrift ist Gegenstand weiterer Untersuchungen. Die Hauptschwierigkeit in diesem Falle besteht darin, eine im Vergleich zu den aktiven Bauteilen angemessene Stabilität in den passiven Bauteilen sicherzustellen.

Diesen Bericht entnahmen wir SEL-Unterlagen. Er beruht auf einer Veröffentlichung von E. L. Jones, B. Sc., Mitarbeiter der Standard Telephones and Cables Limited.

Wirkungsweise und Linearitätsverhalten der Ladediodenschaltung

DIETER SCHÜTZE

Nach einer kurzen Erläuterung der Wirkungsweise wird die Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Zahl der Eingangsimpulse und der Impulsfolgefrequenz ermittelt. Diese Untersuchungen werden an einer verbesserten Ladediodenschaltung wiederholt. Anschließend findet eine experimentelle Überprüfung der Ergebnisse statt.

Einleitung

Die Ladediodenschaltung dient zur Gleichrichtung elektrischer Impulse. Dabei ist bei konstanter Impulshöhe die Ausgangsspannung ein Maß für die Anzahl der Eingangsimpulse bzw. für die Impulsfolgefrequenz.

Bild 1 zeigt eine solche Ladediodenschaltung. Ein Impulsgenerator mit dem Innenwiderstand R_i erzeugt negative Rechteckimpulse der Höhe E und Breite t_D, die auf den Eingang der Ladediodenschaltung geführt werden.

Jeder Impuls bewirkt eine Ladungszunahme am Kondensator C_2, wobei während des Aufladungsvorganges die Diode D_1 gesperrt und die Diode D_2 leitend ist. Während der Impulspause entlädt sich C_2 über den Widerstand R_2 und C_1 über den Generatorinnenwiderstand R_i' (R_i' = Generatorinnenwiderstand während der Impulspause) und den Durchlaßwiderstand R_{D1} der Diode D_1. D_2 ist während dieser Phase gesperrt. Bei Eintreffen des zweiten Impulses besitzt C_2 noch die Ladung $Q_{C2'(1)}$, so daß dieser Impuls den Kondensator C_2 auf $Q_{C2(2)}$ auflädt.

Dieser Vorgang wiederholt sich bei jedem nachfolgenden Eingangsimpuls, wobei durch die größer werdende Sperrspannung der Diode D_2 die zugeführte Ladungsmenge immer kleiner wird. Gleichzeitig steigt mit größer werdender Spannung U_{C2} die während der Impulspause abfließende Ladungsmenge. Sobald die durch jeden Impuls zugeführte Ladungsmenge der während der Impulspause abfließenden Ladungsmenge entspricht, ist ein stabiler Zustand erreicht, bei dem die Ausgangsspannung zwischen zwei konstanten Werten im Rhythmus der Impulsfolgefrequenz pendelt. Da die abfließende Ladungsmenge von der Impulsfolgefrequenz f abhängig ist, bestimmt f auch die Größe von U_{C2}. Dabei ist der von einem parallel zu R_2 liegenden Spannungsmesser angezeigte Mittelwert unter bestimmten Voraussetzungen der Impulsfolgefrequenz f annähernd proportional. Diese Eigenschaft der Ladediodenschaltung findet für Frequenz- bzw. Impulsdichtemessungen Verwendung.

Für andere Anwendungen wird die über C_2 entstehende stufenweise Spannungserhöhung benutzt. Schaltet man hinter die Ladediodenschaltung einen Schwellwertgeber (z. B. Schmitt-Trigger), so kippt dieser – entsprechend der eingestellten Ansprechspannung – jeweils nach einer bestimmten Anzahl von Eingangsimpulsen, wenn beim Kippen des Schwellwertgebers der Kondensator C_2 gleichzeitig entladen wird.

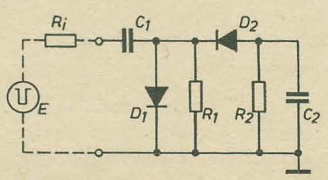


Bild 1: Prinzipschaltbild der klassischen Ladediodenschaltung

Diese sogenannten Ladungs- bzw. Integrationsspeicher finden als Frequenzteiler u. ä. Verwendung.

Durch Zuführung einer zusätzlichen Gleichspannung läßt sich die Impulszahl, bei der der Schwellwertgeber kippt, verändern.

Wird die für das Kippen des Schwellwertgebers benötigte Impulszahl durch ein Zählgerät angezeigt, so kann bei entsprechender Dimensionierung die angezeigte Impulszahl der jeweils zugeführten Gleichspannung entsprechen, womit man eine einfache digitale Anzeige für Gleichspannung erhält. Im letzteren Fall ist eine lineare Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der zugeführten Impulszahl n (bei f = konstant) notwendig.

Ermittlung der Ausgangsspannung

Bei Verwendung idealer Bauelemente wird bei der Ermittlung der Ausgangsspannung vorausgesetzt, daß der Kondensator C_1 durch jeden Impuls neu aufgeladen und während der Impulspausen wieder vollständig entladen wird.

Es muß deshalb stets

$$t_D \gg \tau_1 \text{ und } \frac{1}{f} - t_D \gg \tau_1'$$

$$\left[\tau_1 \approx \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} R_1, \tau_1' \approx C_1 \cdot R_i'\right]$$

sein.

Damit einfache und übersichtliche Beziehungen aufgestellt werden können, wird vorausgesetzt, daß

$$1/f \gg t_D,\ R_i \ll R_2,\ R_i \ll R_1 \text{ und } C_1 < C_2$$

ist.
Zur Berechnung der Aufladung von C_2 kann somit in dem im Bild 2 gezeigten Ersatzschaltbild $R_i = 0$ und $R_{D1} \,||\, R_1 = \infty$ gesetzt werden.

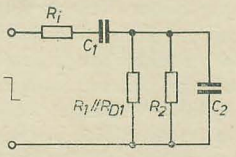


Bild 2: Ersatzschaltbild für den Aufladevorgang

Der erste Impuls erzeugt die Ladung

$$Q_{C_2(1)} = E\frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

Bei Eintreffen des zweiten Impulses ist C_2 noch auf den Wert

$$Q_{C_2(1)}' = Q_{C_2(1)}\, e^{-\frac{1}{f\tau_2}} \quad (\tau_2 = C_2 \cdot R_2)$$

aufgeladen und die Diode D_2 mit einer Spannung von der Größe

$$U_{D_2(1)} = \frac{Q_{C_2'(1)}}{C_2}$$

gesperrt.
Dieser Impuls erhöht die Ladung von C_2 auf die Größe

$$Q_{C_2(2)} = Q_{C_2'(1)} + \left(E - \frac{Q_{C_2'(1)}}{C_2}\right)\frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

$$= E\frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}\left(1 + \frac{C_2}{C_1 + C_2}\, e^{-\frac{1}{f\tau_2}}\right)$$

Nach diesem Verfahren erhält man für n Impulse folgende geometrische Reihe:

$$Q_{C_2(n)} = E\frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

$$\left[1 + \left(\frac{C_2}{C_1 + C_2}\, e^{-\frac{1}{f\tau_2}}\right)^1 + \left(\frac{C_2}{C_1 + C_2}\, e^{-\frac{1}{f\tau_2}}\right)^2 + \ldots + \left(\frac{C_2}{C_1 + C_2}\, e^{-\frac{1}{f\tau_2}}\right)^{n-1}\right]$$

Diese läßt sich umstellen zu

$$Q_{C_2(n)} = E\frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

$$\left[\frac{1 - \left(\frac{C_2}{C_1 + C_2}\, e^{-\frac{1}{f\tau_2}}\right)^n}{C_1 - \frac{C_2}{C_1 + C_2}\, e^{-\frac{1}{f\tau_2}}}\right]$$

$$= E \cdot C_1 \cdot C_2 \left[\frac{1 - \left(\frac{C_2}{C_1 + C_2}\, e^{-\frac{1}{f\tau_2}}\right)^n}{C_1 + C_2\left(1 - e^{-\frac{1}{f\tau_2}}\right)}\right]$$

Die Spitzenspannung $\hat{U}_{C_2}$ besitzt somit nach n Impulsen die Größe

$$\hat{U}_{C_2(n)} = \frac{Q_{C_2(n)}}{C_2}$$

$$= E \cdot C_1 \frac{1 - \left(\frac{C_2}{C_1 + C_2}\, e^{-\frac{1}{f\tau_2}}\right)^n}{C_1 + C_2\left(1 - e^{-\frac{1}{f\tau_2}}\right)} \quad (1)$$

Solange $n\,C_1 \ll C_2$ und $n/f\tau_2 \ll 1$ ist, besteht zwischen n und $\hat{U}_{C_2(n)}$ eine lineare Abhängigkeit von

$$\hat{U}_{C_2(n)} \approx n \cdot E \cdot \frac{C_1}{C_2} \quad (1a)$$

$\hat{U}_{C_2(n)}$ strebt für $n = \infty$ dem konstanten Wert

$$\hat{U}_{C_2} = E \cdot C_1 \frac{1}{C_1 + C_2\left(1 - e^{-\frac{1}{f\tau_2}}\right)} \quad (1b)$$

zu und erreicht bei $f = \infty$ die Größe E.
Der Mittelwert der über C_2 liegenden Spannung bzw. des durch R_2 fließenden Stromes ist im eingeschwungenen Zustand $(n \to \infty)$

$$U_{C_2} = \hat{U}_{C_2} f \int_{t=0}^{t=\frac{1}{f}} e^{-\frac{t}{\tau_2}}\, dt$$

$$= \hat{U}_{C_2} \cdot f\tau_2\left(1 - e^{-\frac{1}{f\tau_2}}\right)$$

und unter Verwendung von Gl. (1b)

$$= E \cdot f \frac{C_1 \cdot \tau_2\left(1 - e^{-\frac{1}{f\tau_2}}\right)}{C_1 + C_2\left(1 - e^{-\frac{1}{f\tau_2}}\right)} \quad (2)$$

bzw.

$$I_2 = \frac{U_{C_2}}{R_2} = E \cdot f \frac{C_1 \cdot C_2\left(1 - e^{-\frac{1}{f\tau_2}}\right)}{C_1 + C_2\left(1 - e^{-\frac{1}{f\tau_2}}\right)} \quad (2a)$$

Die Funktion $U_2 = f(f)$ bzw. $I_2 = f(f)$ verläuft annähernd linear, wenn $f \cdot C_1 \cdot R_2 \ll 1$ und $C_1 \ll C_2$ oder wenn $f \cdot \tau_2 \ll 1$ ist. Für den ersten Fall gilt die Näherung

$$U_{C_2} \approx E \cdot f \cdot C_1 \cdot R_2 \quad (3)$$

bzw. $$I_2 \approx E \cdot f \cdot C_1 \quad (3a)$$

Ist $C_1 \ll C_2$, so ist auch $U_{C_2} \ll E$, und die Schaltung besitzt einen kleinen Wirkungsgrad. Einen höheren Wirkungsgrad erreicht man, wenn C_1 nicht sehr viel kleiner als C_2 ist und dafür die Forderung $f \cdot \tau_2 \ll 1$ erfüllt wird. In diesem Fall ist jedoch das Verhältnis zwischen $\hat{U}_{C_2}$ und U_{C_2} relativ groß, was sich für verschiedene Anwendungsfälle nachteilig auswirkt (große Welligkeit der Ausgangsspannung).

Einfluß der Dioden D_1 und D_2

Die wirksamen Durchlaßwiderstände R_D' der Dioden D_1 und D_2 müssen zum Generatorinnenwiderstand hinzuaddiert werden $(R_i + R_{D_2}'$ bzw. $R_i' + R_{D_1}')$. Da die Durchlaßströme der Dioden nach einer e-Funktion gegen Null laufen, wird die für Halbleiterdioden charakteristische Sperrträgheit nicht wirksam, solange τ_1 groß gegenüber der für die Sperrträgheit wirksamen Zeitkonstante ist.
Während der Impulspause stellt sich über der Diode D_1 eine Spannung von der Größe

$$U_{D_1(t)} \approx U_{C_2} \frac{R_{D_1} // R_1}{R_{D_1} // R_1 + R_{D_2}}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_3}}\right)$$

mit $\tau_3 \approx C_1\ (R_{D1} \,//\, R_{D2} \,//\, R_1 + R_i)$ ein. R_{D_1} und R_{D_2} sind die Sperrwiderstände der Dioden D_1 und D_2.
Diese Spannung addiert sich in den Gleichungen (1) bis (3a) zur Impulshöhe E. Da diese Spannung ebenfalls von f abhängig ist und damit die Linearität der Schaltung beeinflußt, muß entweder $R_1 \,//\, R_{D_1} \ll R_{D_2}$ oder $\tau_3 \gg 1/f$ sein.
Im letzteren Fall kann R_1 entfallen. Werden diese Forderungen erfüllt, so wird die Entladung des Kondensators C_2 im wesentlichen nur vom Sperrwiderstand R_{D_2} beeinflußt. Unter Berücksichtigung von R_{D_2} wird

$$\tau_2 \approx C_2 \frac{R_2 \cdot R_{D_2}}{R_2 + R_{D_2}}$$

Die Rückflanke jedes Eingangsimpulses erzeugt über D_1 einen Spannungsabfall von der Größe

$$U_{D_1'(t)} = (E - U_{C_2})\frac{R_{D_1}'}{R_{D_1}' + R_i}\, e^{-\frac{t}{\tau_1'}}$$

mit $\tau_1' = C_1\ (R_i' + R_{D_1}')$ und wenn $R_{D_1}' \ll R_1$ bzw. $R_{D_1}' \ll R_{D_2}$ ist.
Dadurch wird über R_{D_2} dem Kondensator C_2 durch jeden Impuls eine Ladung von der Größe Q_Z entzogen.
Q_Z macht sich im allgemeinen nur dann bemerkbar, wenn die Diode D_1 entfällt und die Bedingung $R_1 \ll R_{D_2}$ nicht mehr erfüllt wird.

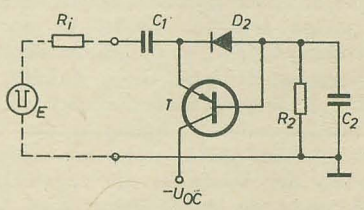


Bild 3: Verbesserte Ladediodenschaltung

Fortsetzung auf Seite 563

K. STURM 29

Sendepentoden SRS 551 und SRS 552 N

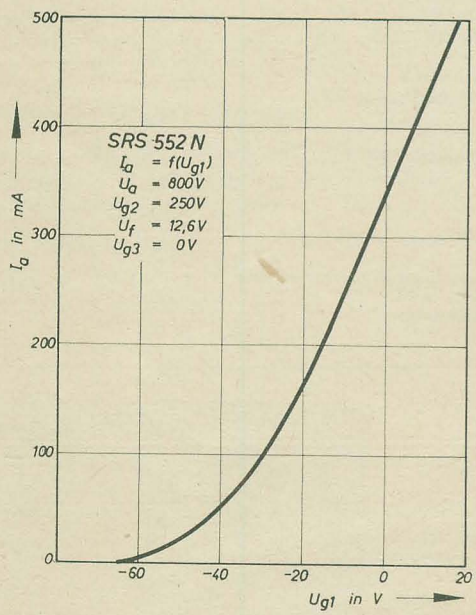
Die Röhren SRS 551 und SRS 552 N sind strahlungsgekühlte Sendepentoden für Vor- und Endverstärkerstufen. Die SRS 551 wird für UKW-Sender, die SRS 552 N für den Amateurfunk empfohlen. Beide Röhren können außerdem in elektromedizinische Geräte eingesetzt werden. Weiterhin ist die SRS 551 für Modulatorstufen und die SRS 552 N für Impulsbetrieb geeignet.

Betriebswerte der SRS 551 als Hochfrequenzverstärker (C-Betrieb), bei einer Betriebsfrequenz von f = 100 MHz

Anodenspannung U_a in V	300	600	800
Schirmgitterspannung U_{g2} in V	300	350	380
Gittervorspannung U_{g1} in V	— 25	— 30	— 35
Steuerspannung $\hat{u}_{g1}$ in V	40	45	50
Anodenstrom I_a in mA	163	193	200
Schirmgitterstrom I_{g2} in mA	30	26	25
Steuergitterstrom I_{g1} in mA	14	14	14
Steuerleistung N_{st} in W	0,55	0,65	0,70
Anodenverlustleistung Q_a in W	23	46	55
Schirmgitterverlustleistung Q_{g2} in W	9,0	9,1	9,5
Nutzleistung N_n in W	26	70	105
Wirkungsgrad η in %	53	60	66

Betriebswerte der SRS 551 als Hochfrequenzverstärker (C-Betrieb), bei einer Betriebsfrequenz von f < 30 MHz

Anodenspannung U_a in V	600	800	1000
Schirmgitterspannung U_{g2} in V	300	335	340
Gittervorspannung U_{g1} in V	— 30	— 35	— 45
Steuerspannung $\hat{u}_{g1}$ in V	46	50	62
Anodenstrom I_a in mA	208	207	215
Schirmgitterstrom I_{g2} in mA	33	29	29
Steuergitterstrom I_{g1} in mA	16	15	14
Steuerleistung N_{st} in W	0,74	0,75	0,87
Anodenverlustleistung Q_a in W	42	53	60
Schirmgitterverlustleistung Q_{g2} in W	10	9,7	10
Nutzleistung N_n in W	83	113	155
Wirkungsgrad η in %	66	68	72



Die SRS 552 N als Hochfrequenzverstärker bei Vorstufenmodulation für f ≦ 25 MHz (Betriebsdaten für annähernd gerade Schwinglinie)

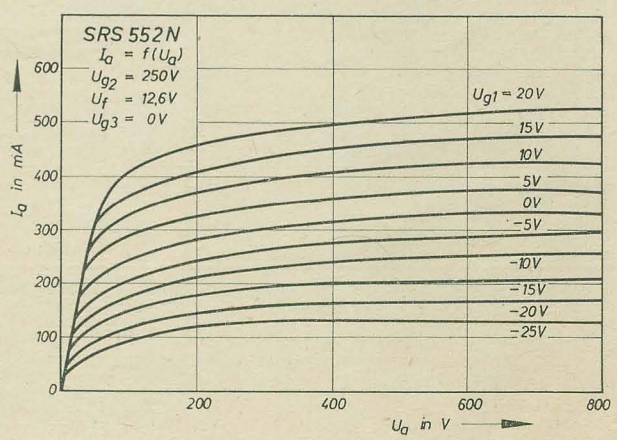
Anodenspannung U_a in V	1000
Schirmgitterspannung U_{g2} in V	300
Gittervorspannung U_{g1} in V	— 60
Anodenstrom im Schwingbetrieb I_{ad} in mA	100
Anodenruhestrom I_{ao} in mA	30
Schirmgitterstrom I_{g2d} in mA	9
Außenwiderstand R_a in Ω	6000
Steuergitterwechselspannung $\hat{u}_{g1\,HF}$ in V (HF-Scheitelwert)	55
Nutzleistung N_n in W	60

Die SRS 552 N als Hochfrequenzverstärker, annähernd B-Betrieb

	bei f ≦ 66 MHz	≦ 46,2 MHz	≦ 25 MHz
Anodenspannung U_a in V	800	1000	1000
Schirmgitterspannung U_{g2} in V	250	300	300
Gittervorspannung U_{g1} in V	— 80	— 80	— 80
Anodenstrom im Schwingbetrieb I_{ad} in mA	130	120	120
Schirmgitterstrom I_{g2d} in mA	10	10	10
Gitterstrom I_{g1d} in mA	6	5	2
Außenwiderstand R_a in Ω	3300	5000	4750
Steuergitterwechselspannung $\hat{u}_{g1\,HF}$ in V (HF-Scheitelwert)	110	100	100
Nutzleistung N_n in W	60	70	80
Steuerleistung N_{st} ~ in W	3	1,5	0,5

Die SRS 552 N bei Gitterspannungsmodulation (f ≦ 25 MHz)

	Trägerwerte	Oberstrichwerte
Anodenspannung U_a in V	1000	1000
Schirmgitterspannung U_{g2} in V	300	300
Gittervorspannung U_{g1} in V	— 105	— 80
Anodenstrom im Schwingbetrieb I_{ad} in mA	60	120
Schirmgitterstrom I_{g2d} in mA	3	10
Gitterstrom I_{g1d} in mA	–	3
Außenwiderstand R_a in Ω	4750	4750
Gitterwechselspannung $\hat{u}_{g1\,HF}$ in V (HF-Scheitelwert)	100	100
Steuerwechselspannung $\hat{u}_{st\,NF}$ in V (NF-Scheitelwert)	≦ 25	–
Nutzleistung N_n in W	20	80
Steuerleistung N_{st} ~ in W	0,5	0,5



Die SRS 552 N bei Schwingbetrieb in Eigenerregung (f ≦ 46,2 MHz)

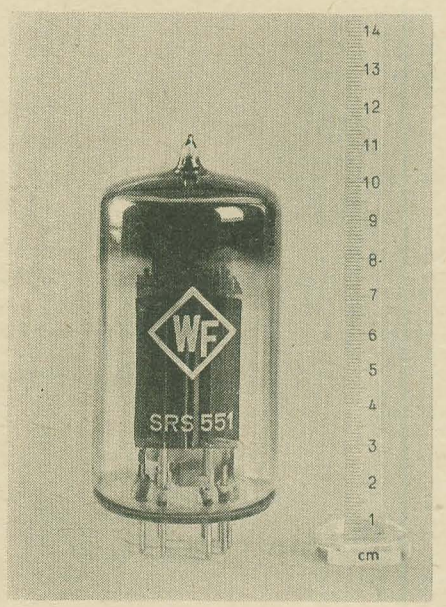
Anodenspannung U_a in V	1000
Schirmgitterspannung U_{g2} in V	250···300
Gittervorspannung U_{g1} in V (fester Anteil)	≧ −40
Gitterableitwiderstand R_{g1} in Ω	5000
Nutzleistung N_n in W	etwa 65

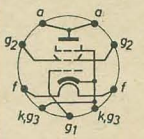
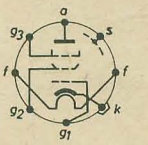
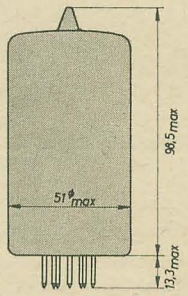
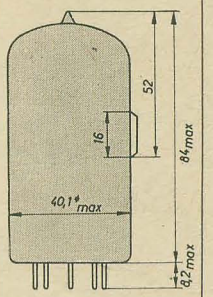
Die SRS 552 N in Triodenschaltung, Schirmgitter und Anode verbunden (Bremsgitter an Masse)

Anodenspitzenspannung $\hat{u}_a$ in V	800
max. Anodenspannung $U_{a\,max}$ in V	400
max. Anodenruhestrom $I_{a\,o\,max}$ in mA	30
Durchgriff D in %	20
Steilheit S in mA/V	2
max. Anodenverlustleistung $Q_{a\,max}$ in W	40

Die SRS 552 N in Triodenschaltung, Steuergitter und Schirmgitter verbunden (Bremsgitter an Masse)

max. Anodenspannung $U_{a\,max}$ in V	1000
max. Anodenruhestrom $I_{a\,o\,max}$ in mA	30
Durchgriff D in %	0,35
Steilheit S in mA/V	5
max. Anodenverlustleistung $Q_{a\,max}$ in W	40



	SRS 551	SRS 552 N
		
		
Masse in g	≈ 100	≈ 50
Röhrenstandard	TGL 9484	TGL 9483
Sockel	9–24	8–25
HEIZUNG		
indirekt geheizte Oxidkatode		
Heizspannung U_f in V	6,3	12,6
Heizstrom I_f in A	2,1	0,7
STATISCHE WERTE		
Anodenspannung U_a in V	400	800
Schirmgitterspannung U_{g2} in V	400	250
Gittervorspannung U_{g1} in V	− 12	− 40
Anodenstrom I_a in mA	100	50
Schirmgitterstrom I_{g2} in mA	10	4
Steilheit S in mA/V	18	3,5
Schirmgitterverstärkungsfaktor $\mu_{g2/g1}$	20	5,26
Schirmgitterdurchgriff D_2 in %	5	19
GRENZWERTE		
Grenzfrequenz f_{max} in MHz	150	66
Anodenkaltspannung $U_{aL\,max}$ in V	1200	
Anodenspannung $U_{a\,max}$ in V	1000[1]) 800[2])	1000
Schirmgitterkaltspannung $U_{g2L\,max}$ in V	1000	800
Schirmgitterspannung $U_{g2\,max}$ in V	600	300
Gittervorspannung $-U_{g1\,max}$ in V	200	300
Katodenstrom $I_{k\,max}$ in mA	260	230
Anodenverlustleistung $Q_{a\,max}$ in W	60	40
Schirmgitterverlustleistung $Q_{g2\,max}$ in W	10	5
Steuergitterverlustleistung $Q_{g1\,max}$ in W	0,5	1
Gitterableitwiderstand $R_{g1\,max}$ in kΩ	50	20
Bremsgitterwiderstand $R_{g3\,max}$ in kΩ		20
Spannung zwischen Heizer und Katode $U_{f/k\,max}$ in V	200	100
Anodenspannung[3]) für f ≦ 30 MHz $U_{a\,mod\,max}$ in V	800	
Schirmgitterspannung[3]) $U_{g2\,mod\,max}$ in V	300	
Anodenspannung im Schwingbetrieb $U_{ad\,max}$ in V		
bei f ≦ 66 MHz		800
bei f = 46,2 MHz		1000
Schirmgitterspannung im Schwingbetrieb $U_{g2d\,max}$ in V		
bei f = 66 MHz		250
bei f = 46,2 MHz		300
Anodenstrom im Schwingbetrieb $I_{ad\,max}$ in mA		
bei f = 66 MHz		130
bei f = 46,2 MHz		120
max. Temperatur des Kolbens t_{max} in °C	280[4])	200
max. Temperatur an den Durchführungen t_{max} in °C	180	
KAPAZITÄTEN		
Eingang c_e in pF	23	14
Ausgang c_a in pF	13	10
Gitter 1 / Anode $c_{g1/a}$ in pF	≦ 0,24	≦ 0,12

[1]) bei f ≦ 30 MHz, [2]) bei f ≦ 100 MHz, [3]) bei Anoden- und Schirmgitterspannungsmodulation, [4]) in unmittelbarer Nähe der Anode

radio und fernsehen

14 (1965) H. 18

Anwendung der Matrizenrechnung auf Vierpole (1)

Gr. 2
Blatt 1

Labor- und Berechnungsunterlagen

DK 512.831

1. Die Vierpolbedingungen

Mit Hilfe der Matrizenrechnung lassen sich beliebig gestaltete Vierpole berechnen. Komplizierte Schaltungen können durch Zerlegen in Einzelvierpole so weit vereinfacht werden, daß ihre Parameter leicht und übersichtlich zu ermitteln sind. Bei allen Operationen, die zur Analyse eines komplizierten Vierpols oder zur Synthese zu einem komplizierten Vierpol durchgeführt werden, ist darauf zu achten, daß die Vierpolbedingung

$$i_1 = i_2 \qquad i_3 = i_4 \tag{1}$$

für jeden Einzelvierpol eingehalten wird (Bilder 1 und 2).

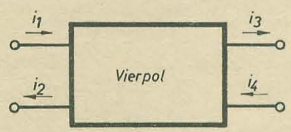
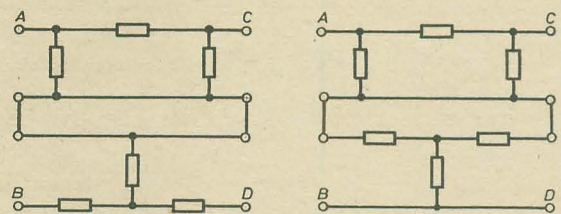


Bild 1



a) richtige Zusammenschaltung zweier Vierpole

b) falsche Zusammenschaltung zweier Vierpole

Bild 2

Aus der Vierpolbedingung resultiert, daß Vierpole nur dann zusammengeschaltet werden können – und das gilt für Reihen-, Parallel-, Reihenparallel- und Parallelreihenschaltungen gleichermaßen – wenn durch die Zusammenschaltung kein Bauelement kurzgeschlossen wird (Zusammenschaltung nach Bild 2b deshalb unmöglich).

2. Zusammenschaltung von Vierpolen

Für jede der sechs möglichen Schaltungsarten gibt es eine besondere Matrix, die es gestattet, die Verknüpfung zweier Vierpole mathematisch zu erfassen.

2.1. Reihenschaltung (Bild 3)

Bei der Reihenschaltung von Vierpolen werden die Widerstandsmatrizen $\mathfrak{Z}$ addiert:

$$\mathfrak{Z}_1 + \mathfrak{Z}_2 = \mathfrak{Z} \tag{2}$$

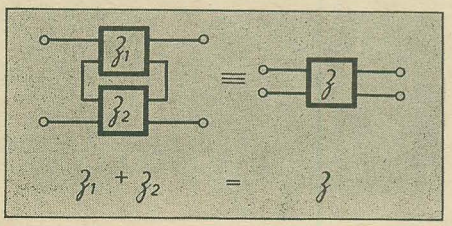


Bild 3

2.2. Parallelschaltung (Bild 4)

Bei der Parallelschaltung von Vierpolen werden die Leitwertmatrizen $\mathfrak{Y}$ addiert:

$$\mathfrak{Y}_1 + \mathfrak{Y}_2 = \mathfrak{Y} \tag{3}$$

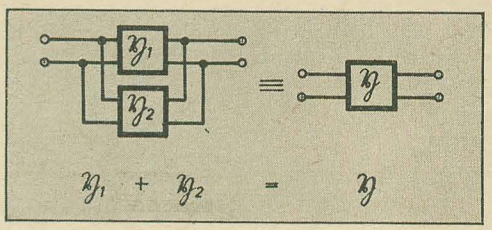


Bild 4

2.3. Reihenparallelschaltung (Bild 5)

Bei der Reihenparallelschaltung von Vierpolen werden die Reihenparallelmatrizen $\mathfrak{D}$ addiert:

$$\mathfrak{D}_1 + \mathfrak{D}_2 = \mathfrak{D} \tag{4}$$

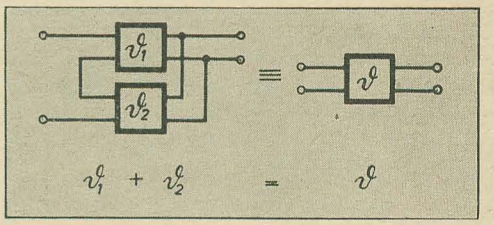


Bild 5

2.4. Parallelreihenschaltung (Bild 6)

Bei der Parallelreihenschaltung von Vierpolen werden die Parallelreihenmatrizen $\mathfrak{G}$ addiert:

$$\mathfrak{G}_1 + \mathfrak{G}_2 = \mathfrak{G} \tag{5}$$

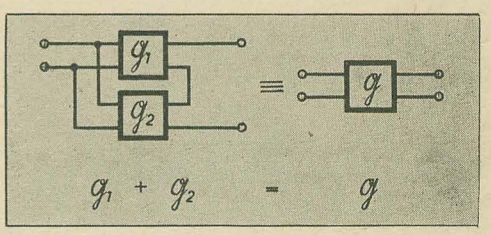


Bild 6

2.5. Kettenschaltung vorwärts (Bild 7)

Bei der Kettenschaltung vorwärts von Vierpolen (Eingangsklemmen des Vierpols $\mathfrak{A}_2$ an Ausgangsklemmen des Vierpols $\mathfrak{A}_1$) werden die Kettenmatrizen $\mathfrak{A}$ multipliziert:

$$\mathfrak{A}_1 \cdot \mathfrak{A}_2 = \mathfrak{A} \tag{6}$$

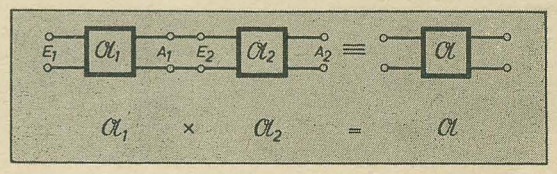


Bild 7

2.6. Kettenschaltung rückwärts (Bild 8)

Bei der Kettenschaltung rückwärts von Vierpolen (Eingangsklemmen von $\mathfrak{B}_1$ an Ausgangsklemmen von $\mathfrak{B}_2$) werden die Kettenmatrizen $\mathfrak{B}$ multipliziert:

$$\mathfrak{B}_1 \cdot \mathfrak{B}_2 = \mathfrak{B} \qquad (7)$$

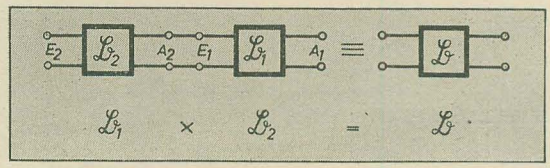


Bild 8

Die letzte Matrix wird im allgemeinen nicht gebraucht, da fast alle Operationen bei Kettenschaltungen mit der Matrix $\mathfrak{A}$ berechnet werden können.

3. Bedeutung der Matrizenelemente

Jedes einzelne Matrizenelement beschreibt eine ganz spezielle Größe des Vierpols; alle vier Elemente erklären seine Eigenschaften umfassend. Je nach Matrizenart können die Elemente z. B. Eingangswiderstand, Ausgangswiderstand, Spannungsübersetzungsverhältnis oder Stromübersetzungsverhältnis bei Kurzschluß oder Leerlauf bedeuten. Man gewinnt die Bedeutung der Elemente durch Kurzschluß- oder Leerlaufbetrachtungen am Vierpol in verschiedenen Richtungen.
Für die Widerstandsform gilt z. B.

$$\mathfrak{U}_1 = \mathfrak{Z}_{11}\,\mathfrak{I}_1 + \mathfrak{Z}_{12}\,\mathfrak{I}_2$$

$$\mathfrak{U}_2 = \mathfrak{Z}_{21}\,\mathfrak{I}_1 + \mathfrak{Z}_{22}\,\mathfrak{I}_2$$

Bei ausgangsseitigem Leerlauf, also $\mathfrak{J}_2 = 0$, ergeben sich die Elemente

$\mathfrak{Z}_{11} = \dfrac{\mathfrak{U}_1}{\mathfrak{I}_1} \triangleq$ Leerlaufwiderstand vorwärts

$\mathfrak{Z}_{21} = \dfrac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{I}_1} \triangleq$ Leerlauf-Kernwiderstand vorwärts

Bei eingangsseitigem Leerlauf, also $\mathfrak{J}_1 = 0$, ergeben sich entsprechend

$\mathfrak{Z}_{12} = \dfrac{\mathfrak{U}_1}{\mathfrak{I}_2} \triangleq$ negativer Leerlauf-Kernwiderstand rückwärts

$\mathfrak{Z}_{22} = \dfrac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{I}_2} \triangleq$ negativer Leerlaufwiderstand rückwärts

Aus Tabelle 1 ist die Bedeutung der einzelnen Elemente für die gebräuchlichsten Vierpolmatrizen zu entnehmen.

Tabelle 1: Bedeutung der Matrizenelemente in den Vierpolgleichungen

Vierpolgleichung	Bedeutung der Matrizenelemente
Widerstandform $\begin{pmatrix}\mathfrak{U}_1\\ \mathfrak{U}_2\end{pmatrix} = \begin{pmatrix}\mathfrak{Z}_{11} & \mathfrak{Z}_{12}\\ \mathfrak{Z}_{21} & \mathfrak{Z}_{22}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\mathfrak{I}_1\\ \mathfrak{I}_2\end{pmatrix}$	$\mathfrak{Z}_{11} = \frac{\mathfrak{U}_1}{\mathfrak{I}_1}\Big\vert\ \mathfrak{J}_2 = 0$ Leerlaufwiderstand vorwärts $\mathfrak{Z}_{21} = \frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{I}_1}\Big\vert\ \mathfrak{J}_2 = 0$ Leerlauf-Kernwiderstand vorwärts $\mathfrak{Z}_{12} = \frac{\mathfrak{U}_1}{\mathfrak{I}_2}\Big\vert\ \mathfrak{J}_1 = 0$ negativer Leerlauf-Kernwiderstand rückwärts $\mathfrak{Z}_{22} = \frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{I}_2}\Big\vert\ \mathfrak{J}_1 = 0$ negativer Leerlaufwiderstand rückwärts
Leitwertform $\begin{pmatrix}\mathfrak{I}_1\\ \mathfrak{I}_2\end{pmatrix} = \begin{pmatrix}\mathfrak{Y}_{11} & \mathfrak{Y}_{12}\\ \mathfrak{Y}_{21} & \mathfrak{Y}_{22}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\mathfrak{U}_1\\ \mathfrak{U}_2\end{pmatrix}$	$\mathfrak{Y}_{11} = \frac{\mathfrak{I}_1}{\mathfrak{U}_1}\Big\vert\ \mathfrak{U}_2 = 0$ Kurzschlußleitwert vorwärts $\mathfrak{Y}_{21} = \frac{\mathfrak{I}_2}{\mathfrak{U}_1}\Big\vert\ \mathfrak{U}_2 = 0$ Kurzschluß-Kernleitwert vorwärts $\mathfrak{Y}_{12} = \frac{\mathfrak{I}_1}{\mathfrak{U}_2}\Big\vert\ \mathfrak{U}_1 = 0$ negativer Kurzschluß-Kernleitwert rückwärts $\mathfrak{Y}_{22} = \frac{\mathfrak{I}_2}{\mathfrak{U}_2}\Big\vert\ \mathfrak{U}_1 = 0$ negativer Kurzschlußleitwert rückwärts
Reihenparallelform $\begin{pmatrix}\mathfrak{U}_1\\ \mathfrak{I}_2\end{pmatrix} = \begin{pmatrix}\mathfrak{D}_{11} & \mathfrak{D}_{12}\\ \mathfrak{D}_{21} & \mathfrak{D}_{22}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\mathfrak{U}_2\\ \mathfrak{I}_1\end{pmatrix}$	$\mathfrak{D}_{11} = \frac{\mathfrak{U}_1}{\mathfrak{U}_2}\Big\vert\ \mathfrak{J}_1 = 0$ reziprokes Leerlauf-Spannungsübersetzungsverhältnis $\mathfrak{D}_{21} = \frac{\mathfrak{I}_2}{\mathfrak{U}_2}\Big\vert\ \mathfrak{J}_1 = 0$ negativer Leerlaufleitwert vorwärts $\mathfrak{D}_{12} = \frac{\mathfrak{U}_1}{\mathfrak{I}_1}\Big\vert\ \mathfrak{U}_2 = 0$ Kurzschlußwiderstand rückwärts $\mathfrak{D}_{22} = \frac{\mathfrak{I}_2}{\mathfrak{I}_1}\Big\vert\ \mathfrak{U}_2 = 0$ Kurzschluß-Stromübersetzungsverhältnis
Parallelreihenform $\begin{pmatrix}\mathfrak{I}_1\\ \mathfrak{U}_2\end{pmatrix} = \begin{pmatrix}\mathfrak{G}_{11} & \mathfrak{G}_{12}\\ \mathfrak{G}_{21} & \mathfrak{G}_{22}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\mathfrak{I}_2\\ \mathfrak{U}_1\end{pmatrix}$	$\mathfrak{G}_{11} = \frac{\mathfrak{I}_1}{\mathfrak{I}_2}\Big\vert\ \mathfrak{U}_1 = 0$ reziprokes Kurzschluß-Stromübersetzungsverhältnis $\mathfrak{G}_{21} = \frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{I}_2}\Big\vert\ \mathfrak{U}_1 = 0$ negativer Kurzschlußwiderstand rückwärts $\mathfrak{G}_{12} = \frac{\mathfrak{I}_1}{\mathfrak{U}_1}\Big\vert\ \mathfrak{J}_2 = 0$ Leerlaufleitwert vorwärts $\mathfrak{G}_{22} = \frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_1}\Big\vert\ \mathfrak{J}_2 = 0$ Leerlauf-Spannungsübersetzungsverhältnis
Kettenform $\begin{pmatrix}\mathfrak{U}_1\\ \mathfrak{I}_1\end{pmatrix} = \begin{pmatrix}\mathfrak{A}_{11} & \mathfrak{A}_{12}\\ \mathfrak{A}_{21} & \mathfrak{A}_{22}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\mathfrak{U}_2\\ \mathfrak{I}_2\end{pmatrix}$	$\mathfrak{A}_{11} = \frac{\mathfrak{U}_1}{\mathfrak{U}_2}\Big\vert\ \mathfrak{J}_2 = 0$ reziprokes Leerlauf-Spannungsübersetzungsverhältnis $\mathfrak{A}_{21} = \frac{\mathfrak{I}_1}{\mathfrak{U}_2}\Big\vert\ \mathfrak{J}_2 = 0$ reziproker Leerlauf-Kernwiderstand $\mathfrak{A}_{12} = \frac{\mathfrak{U}_1}{\mathfrak{I}_2}\Big\vert\ \mathfrak{U}_2 = 0$ reziproker Kurzschluß-Kernleitwert $\mathfrak{A}_{22} = \frac{\mathfrak{I}_1}{\mathfrak{I}_2}\Big\vert\ \mathfrak{U}_2 = 0$ reziprokes Kurzschluß-Stromübersetzungsverhältnis

Fortsetzung von Seite 558

Verbesserung des Wirkungsgrades durch Verwendung eines Transistors

Die nächsten Betrachtungen gelten wieder bei Verwendung idealer Bauelemente. Bild 3 zeigt eine Ladediodenschaltung, die mit einem pnp-Flächentransistor arbeitet. Dieser Transistor bewirkt, daß in der Impulspause C_1 entladen und mit umgekehrter Polarität auf U_{C2}' aufgeladen wird.
Die Umladung erfolgt über die Emitter-Basis- und Emitter-Kollektorstromstrecke des Transistors, wobei C_2 ein Strom von der Größe des Basisstromes entzogen wird.
Dadurch, daß C_1 zu Beginn eines neuen Impulses gerade auf U_{C2}' aufgeladen ist, erhält der Kondensator C_2 durch jeden Impuls die gleiche Ladungsmenge, nämlich $E\frac{C_1 + C_2}{C_1 \cdot C_2}$, zugeführt.
Die Diode D_1 und der Widerstand R_1 entfallen bei dieser Schaltung. Durch den ersten Impuls erhält der Kondensator C_2 die Ladung

$$Q_{C_2(1)} = E\frac{C_1 + C_2}{C_1 \cdot C_2}$$

Dieser entlädt sich über R_2, so daß er bei Eintreffen des zweiten Impulses nur noch die Ladung

$$Q_{C_2'(1)} = Q_{C_2(1)}\, e^{-\frac{1}{f\tau_2}}$$

besitzt.
Durch den zweiten Impuls wird C_2 auf

$$Q_{C_2(2)} = E\frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}\left(1 + e^{-\frac{1}{f\tau_2}}\right)$$

aufgeladen.
Für n Impulse lautet die Reihe

$$Q_{C_2(n)} = E\frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

$$\left(1 + e^{-\frac{1}{f\tau_2}} + e^{-\frac{2}{f\tau_2}} + \ldots + e^{-\frac{n-1}{f\tau_2}}\right)$$

und die allgemeine Beziehung

$$Q_{C_2(n)} = E\frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}\,\frac{1 - e^{-\frac{n}{f\tau_2}}}{1 - e^{-\frac{1}{f\tau_2}}}$$

Dies entspricht einer Spitzenspannung von

$$\hat{U}_{C_2(n)} = E\frac{C_1}{C_1 + C_2}\,\frac{1 - e^{-\frac{n}{f\tau_2}}}{1 - e^{-\frac{1}{f\tau_2}}} \qquad (8)$$

Für $n/f\tau_2 \ll 1$ wird (Reihenentwicklung der e-Funktion bis zum 2. Glied)

$$\hat{U}_{C_2(n)} \approx En\frac{C_1}{C_1 + C_2} \qquad (8a)$$

Der auftretende Linearitätsfehler F läßt sich aus der Beziehung

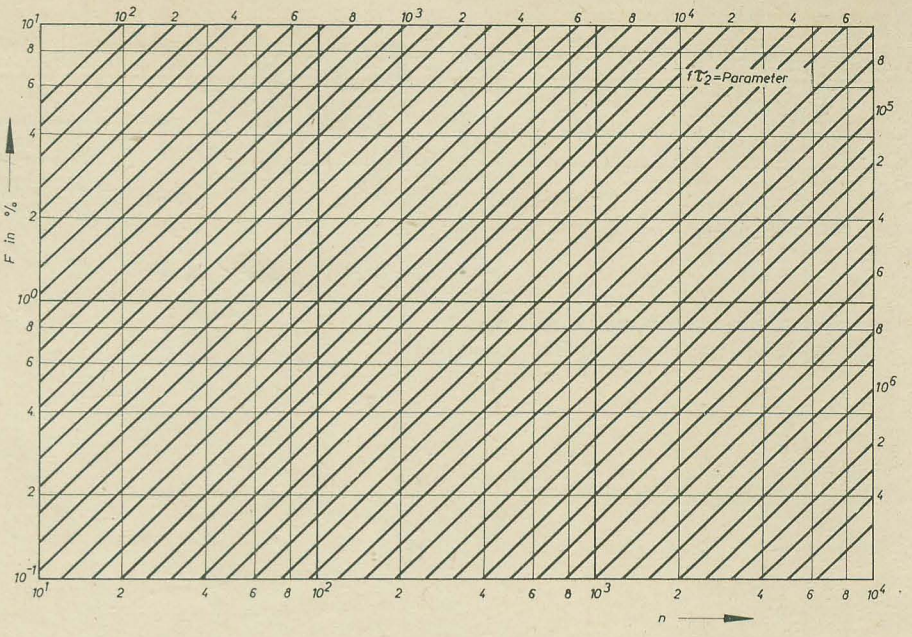


Bild 4: Diagramm zur grafischen Ermittlung von F gemäß Gl. (9)

$$F = \left[\frac{E\frac{C_1}{C_1 + C_2}\,\frac{1 - e^{-\frac{n}{f\tau_2}}}{1 - e^{-\frac{1}{f\tau_2}}}}{E \cdot n\frac{C_1}{C_1 + C_2}} - 1\right] 100\,\%$$

$$= \left[\frac{1 - e^{-\frac{n}{f\tau_2}}}{n\left(1 - e^{-\frac{1}{f\tau_2}}\right)} - 1\right] 100\,\% \qquad (9)$$

ermitteln (siehe auch Bild 4).
Da in der Praxis zum größten Teil die Schaltungen so abgeglichen werden, daß bei etwa 80% vom Maximalwert Soll- und Istwert übereinstimmen, ist der tatsächlich auftretende maximale Linearitätsfehler gegenüber Gl. (9) ungefähr um den Faktor 3 kleiner.
Die maximale Spitzenspannung $\hat{U}_{C2}$ ($n = \infty$) besitzt die Größe

$$\hat{U}_{C_2} = E\frac{C_1}{(C_1 + C_2)\left(1 - e^{-\frac{1}{f\tau_2}}\right)} \qquad (10)$$

Gl. (10) zeigt, daß $\hat{U}_{C2} > E$ werden kann. Für $1/f\tau_2 \ll 1$ wird

$$\hat{U}_{C_2} = E \cdot f\frac{C_1 \cdot C_2 \cdot R_2}{C_1 + C_2} \qquad (10a)$$

Damit der Transistor nicht bis in das Sättigungsgebiet gesteuert wird, muß $-\hat{U}_{C2} < -U_{OC}$ sein.
Der Mittelwert der über C_2 liegenden Spannung bzw. des durch R_2 fließenden Stromes ist im eingeschwungenen Zustand ($n \to \infty$):

$$U_{C_2} = \hat{U}_{C_2} f \int_{t=0}^{t=\frac{1}{f}} e^{-\frac{t}{\tau_2}}\,dt = E \cdot f \cdot R_2\frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \qquad (11)$$

bzw. $$I_2 = E \cdot f\frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \qquad (11a)$$

U_{C2} und I_2 sind somit der Impulsfolgefrequenz f direkt proportional.
U_{C2} kann hierbei ebenfalls größer als E sein.

Einfluß der Diode D_2 und des Transistors

Die Rückflanke jedes Eingangsimpulses erzeugt einen Strom $I_{(t)}'$ von der Größe

$$I_{(t)}' = I_{E(t)} + I_{D_2(t)}$$

$$= E \cdot \frac{1}{R_1' + \left(r_e + \frac{r_b}{1 + \bar{\beta}}\right) /\!/ R_{D_2}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_1}},$$

mit

$$I_{E(t)} = \frac{E}{R_{D_2}}\left[\frac{R_{D_2} - \left(r_e + \frac{r_b}{1 + \bar{\beta}}\right) /\!/ R_{D_2}}{R_1' + \left(r_e + \frac{r_b}{1 + \bar{\beta}}\right) /\!/ R_{D_2}}\right] e^{-\frac{t}{\tau_1}}$$

(Emitterstrom von T) und

$$I_{D_2(t)} = \frac{E}{R_{D_2}}\left[\frac{\left(r_e + \frac{r_b}{1 + \bar{\beta}}\right) /\!/ R_{D_2}}{R_1' + \left(r_e + \frac{r_b}{1 + \bar{\beta}}\right) /\!/ R_{D_2}}\right] e^{-\frac{t}{\tau_1}},$$

(Sperrstrom von D_2)

Durch die Rückflanke wird C_1 von der Spannung $E - \hat{U}_{C2}$ auf $-\hat{U}_{C2}$ umgeladen. Es tritt also praktisch ein Spannungssprung E auf.

$$\tau_1' = C_1\left[R_1' + \left(r_e + \frac{r_b}{1 + \bar{\beta}}\right) /\!/ R_{D_2}\right]$$

r_e und r_b sind die inneren Transistorwiderstände des Transistorersatzschaltbildes.
$\bar{\beta}$ ist die Großsignalverstärkung. Es muß berücksichtigt werden, daß r_e und im geringen Maße auch $\bar{\beta}$ vom Emitterstrom I_E abhängig sind.

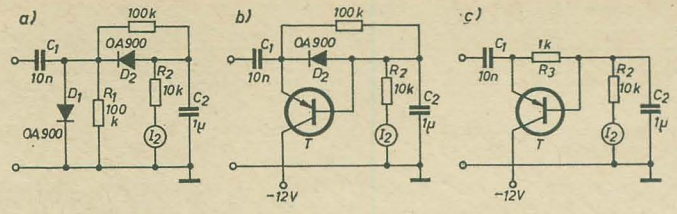


Bild 5: Meßschaltungen

Es muß deshalb ein mittlerer Wert eingesetzt werden. Der auftretende Basisstrom

$$I_{B(t)} = \frac{I_{E(t)}}{1+\beta}$$

verursacht am Kondensator C_2 einen zusätzlichen Ladungsverlust der Größe

$$Q_{Z_1} = \int_{t=0}^{t=\frac{1}{f}} I_{B(t)}\,dt$$

$$= E \cdot C_1 \frac{R_{D_2} - \left(r_e + \frac{r_b}{1+\beta}\right) /\!/ R_{D_2}}{R_{D_2}(1+\beta)} \left(1 - e^{-\frac{1}{f\tau_1}}\right)$$

Im allgemeinen ist $f \cdot \tau_1' \ll 1$, also $e^{-\frac{1}{f\tau_1'}} \ll 1$, und es ergibt sich

$$Q_{Z_1} \approx E \cdot C_1 \frac{R_{D_2}}{(1+\beta)(R_{D_2}+r_e)+r_b}$$

Der über die Diode D_2 fließende Sperrstrom bewirkt ebenfalls an C_2 einen Ladungsverlust von

$$Q_{Z_2} = \int_{t=0}^{t=\frac{1}{f}} I_{D_2(t)}\,dt$$

$$= E \cdot C_1 \frac{\left(r_e + \frac{r_b}{1+\beta}\right) /\!/ R_{D_2}}{R_{D_2}} \left(1 - e^{-\frac{1}{f\tau_1'}}\right)$$

bzw.

$$Q_{Z_2} \approx E \cdot C_1 \frac{(1+\beta)\,r_e + r_b}{(1+\beta)(R_{D_2}+r_e)+r_b}$$

Unter Berücksichtigung von Q_{Z_1} und Q_{Z_2} erfolgt die Aufladung von C_2 nach der Reihe

$$Q_{C_{2(n)}} = E \cdot C_1 \frac{R_{D_2} + r_b + r_e(1+\beta)}{(1+\beta)(r_e+R_{D_2})+r_b}$$

$$+ E \frac{C_1}{C_1+C_2}\left[C_2 - (C_1+C_2)\frac{R_{D_2}+r_b+r_e(1+\beta)}{(1+\beta)(r_e+R_{D_2})+r_b}\right]\left[1 + e^{-\frac{1}{f\tau_2}} + e^{-\frac{2}{f\tau_2}} + \ldots + e^{-\frac{n-1}{f\tau_2}}\right]$$

Die Gleichungen (8), (10) und (11) lauten jetzt:

$$\ddot{U}_{C_{2(n)}} = E \frac{C_1}{C_2}\left[\frac{R_{D_2}+r_b+r_e(1+\beta)}{(1+\beta)(r_e+R_{D_2})+r_b} + \left(\frac{C_2}{C_1+C_2} - \frac{R_{D_2}+r_b+r_e(1+\beta)}{(1+\beta)(r_e+R_{D_2})+r_b}\right)\frac{1-e^{-\frac{n}{f\tau_2}}}{1-e^{-\frac{1}{f\tau_2}}}\right] \quad (14)$$

$$\ddot{U}_{C_2} = E \frac{C_1}{C_2}\left[\frac{R_{D_2}+r_b+r_e(1+\beta)}{(1+\beta)(r_e+R_{D_2})+r_b} + \left(\frac{C_2}{C_1+C_2} - \frac{R_{D_2}+r_b+r_e(1+\beta)}{(1+\beta)(r_e+R_{D_2})+r_b}\right)\frac{1}{1-e^{-\frac{1}{f\tau_2}}}\right] \quad (15)$$

und

$$U_{C_2} = E \frac{C_1}{C_2} f \cdot \tau_2 \left[\frac{C_2}{C_1+C_2} - \frac{R_{D_2}+r_e(1+\beta)+r_b}{(1+\beta)(r_e+R_{D_2})+r_b}\right] \quad (16)$$

(für $\tau_1' \ll 1/f$ und $n > 1$).

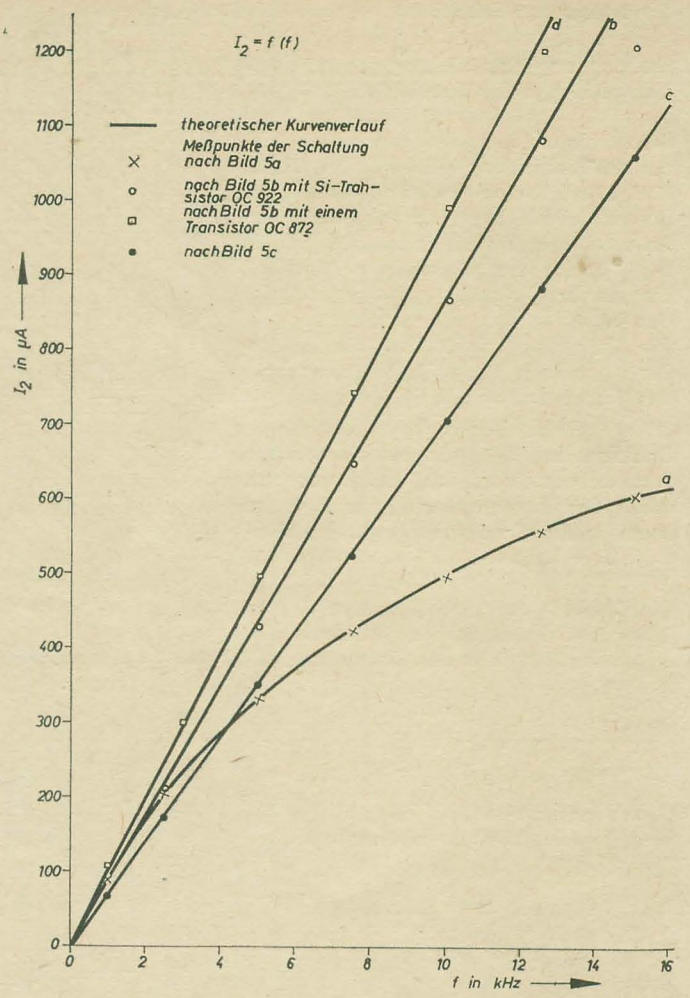


Bild 6: Darstellung der Funktion $I_2 = f(f)$ für die im Bild 5 gezeigten Schaltungen

Wie man sieht, bleibt die Funktion $U_2 = f(f)$ linear. Damit die Schaltung einen hohen Wirkungsgrad besitzt, soll möglichst

$$R_{D_2} \gg r_e + \frac{r_b}{1+\beta} \quad \text{und} \quad \beta \gg 1 \text{ sein.}$$

Der Sperrwiderstand der Diode D_2 wird nur während der nach Beendigung des Eingangsimpulses auftretenden Entladung des Kondensators C_1 ausgenutzt, da während dieser Phase D_2 mit der Emitter-Basis-Spannung des Transistors T gesperrt ist. Es ist deshalb auch möglich, die Diode D_2 durch einen relativ niederohmigen Widerstand R_3 zu ersetzen. Dabei sollte jedoch $r_e\, r_b/1+\beta \ll R_3$, $R_i + R_3 \ll R_2$ und $C_1(R_i + R_3) \ll t_D$ sein.

Im Ruhezustand sowie in der Pause zwischen zwei Impulsen stellt sich über der Diode D_2 eine Spannung von etwa 0 V ein. Im Transistor fließt dabei der Reststrom I_{COK} (für $U_{EB} \approx 0$ V), der über dem Widerstand R_2 einen Spannungsabfall von

$$U_{C_{20}} = I_{COK} \cdot R_2$$

hervorruft. Dieser addiert sich jeweils zur Ausgangsspannung $\ddot{U}_{C_{2(n)}}$, $\ddot{U}_{C_2}$ bzw. U_{C_2}. Es sollten deshalb möglichst Transistoren mit kleinen Restströmen (z. B. Si-Transistoren) Verwendung finden.

Mit größer werdendem R_3 läuft der Transistorreststrom von I_{COK} gegen I_{CBO} und wird somit kleiner.

Ausführungsbeispiel

Die aufgestellten Beziehungen wurden durch Messungen an den drei im Bild 5 gezeigten Schaltungen überprüft. Die Daten des Generators waren: $E = 10$ V, $R_i = 100\ \Omega$, $R_i' = 1\ k\Omega$. Der Strommesser besaß einen Innenwiderstand von etwa

Einfachplattenspieler Ziphona P 15

W. PIETSCHMANN

Mitteilung aus dem VEB Funkwerk Zittau

In dem folgenden Beitrag wird die Typenreihe „Ziphona P 15" einschließlich der verschiedenen Ausführungsvarianten beschrieben. Das Einfachlaufwerk P 15 baut sich auf der Typenreihe P 13/14 [1] auf. Die äußere Gestaltungskonzeption sowie auch die Funktionen einschließlich der technischen Daten wurden beibehalten. Die Typenreihe P 15 weicht lediglich in der Drehzahlauslegung von den Geräten P 13/14 ab. Das Laufwerk besitzt die vier Geschwindigkeiten $16^2/_3$, $33^1/_3$, 45 und 78 U/min.

Die Chassis können mit folgenden Abtastsystemen bestückt werden und erhalten dann die Typenbezeichnungen

- P 15-63 mit magnetischem Mono-Abtastsystem 3 MU, umschaltbar für Normal- und Mikrorillen, nachgeschalteter Übertrager
- P 15-64 mit magnetischem Mono-Abtastsystem 4 M, für Mikrorillen, nachgeschalteter Übertrager
- P 15-65 mit magnetischem Stereo-Abtastsystem 5 MSD, für Stereo- und Mikrorillen, nachgeschalteter Stereo-Transistorvorverstärker
- P 15-66 mit Kristall - Stereo - Abtastsystem 6 KS (KSS 0162 bzw. 0163), für Stereo- und Mikrorillen
- P 15-68 mit Kristall - Mono - Abtastsystem 8 K (KSM 0161) für Mikrorillen
- P 15-69 mit Kristall - Mono - Abtastsystem 9 KU (KSMU 0261 bzw. 0263), umschaltbar für Normal- und Mikrorillen.

Die hier aufgeführten Abtastsysteme dürften allgemein bekannt sein. Bei den Kristall-Abtastsystemen sind die Typenbezeichnungen des EGB Leipzig in Klammern vermerkt, wobei die z. T. angegebene zweite Zahlengruppe die Typenangabe für die weiterentwickelten Abtastsysteme darstellt.

Die Übertrager für die magnetischen Mono-Abtastsysteme sind bereits früher ausführlich beschrieben worden [2]. Bisher noch wenig bekannt sein dürfte dagegen das Abtastsystem 5 MSD mit dem dazugehörigen Stereo-Transistorvorverstärker. Es wird daher in [4] ausführlicher behandelt.

Im folgenden Teil soll auf Aufbau und Funktionsweise des Fonochassis „P 15" eingegangen werden. Die technischen Daten können der Tabelle entnommen werden.

Das Laufwerk ist mit einem vierpoligen Asynchronmotor ausgerüstet. Die Nenndrehzahl beträgt etwa 1400 U/min. Die Lager des Motors sind mit Kalottengleitlagern aus Sinterbronze ausgerüstet. Netzspannungsschwankungen zwischen $\pm$ 10% wirken sich kaum auf die Nenndrehzahl aus. Vorwiegend wird der Motor des Typs 1082.7/2 (mit Zusatzwicklung 16 V)

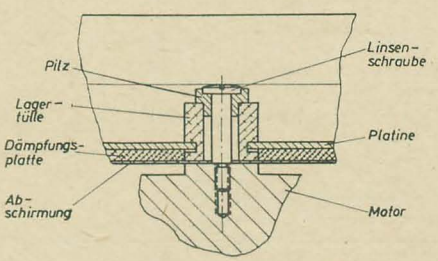


Bild 1: Motoraufhängung an der Stahlblechplatine

von dem VEB EGB Hartha, Werk Leisnig, eingebaut. Die Restunwucht des Rotors liegt unter 5 μm; sie beträgt durchschnittlich 2···3 μm. Auf der Motorwelle ist mit einer Passung die Stufenscheibe befestigt. Der Seitenschlag der Stufenscheibe im befestigten Zustand auf der Motorwelle beträgt $\leq$ 0,015 mm. Das Fonogerät „P 15" ist für eine Netzfrequenz von 50 Hz ausgelegt. Es ist möglich, durch Veränderung der Stufenscheibendurchmesser dasselbe für andere Netzfrequenzen (z. B. 60 Hz) auszulegen.

Der Motor ist an der Stahlblechplatine an drei Punkten über elastische Formteile – entsprechend Bild 1 – aufgehängt. Die Aufhängung stellt eine optimale Lösung zur Unterdrückung der Erschütterungen vom Motor auf die Platine dar.

Die Kraftübertragung erfolgt über die Gummizwischenrolle von der Stufenscheibe auf der Motorachse zu dem Innenrand des Plattentellers. Im Bild 2 sind die Kraftübertragung sowie die Drehzahleinstellung dargestellt. Durch den untersten Drehknopf (1) wird die gewünschte Drehzahl eingestellt. Der Drehknopf (1) ist über den Schieber (2) mit der Kulisse (3) verbunden. Die Kulisse (3) besitzt terrassenförmig ausgebildete Abstufungen, die über Kurven miteinander verbunden sind. Die Abstufungen legen die Höhenstellung der Gummizwischenrolle (4) fest. Die Gummizwischenrolle (4) ist auf dem Andruckrollenhebel (5) beweglich angeordnet. Der Andruckrollenhebel (5) ist über die Stiftschraube (6) mit den Abstufungen der Kulisse (3) kraftschlüssig verbunden. Über diese Stiftschraube (6) ist es möglich, die Höhenstellung der Gummizwischenrolle (4) zu der Stufenscheibe (7) auf der Motorwelle zu justieren. Die Gummizwischenrolle (4) ist bei ausgeschaltetem Gerät ausgekuppelt, d. h., sie liegt nicht an der Stufenscheibe (7) und dem Plattentellerrand an. Bei dem Einschalten des Gerätes wird mit Hilfe einer Schwinge die Gummizwischenrolle in Eingriff gebracht. Bei dem Ausschaltvorgang wird die Schwinge über den Drehpunkt in die Nullstellung zurückgekippt und dabei die Gummizwischenrolle wieder ausgekuppelt.

Für das Ausschalten der Fonogeräte sind zwei grundsätzliche Lösungsarten bekannt. Die erste beruht auf dem durchmesserabhängigen Ausschaltprinzip. Dabei wird, sobald der Tonarm einen festgelegten Durchmesser bei dem Abtastvorgang erreicht hat, der Ausschaltvorgang durchgeführt. Die zweite Lösungsart, die am meisten verwendete, beruht auf dem steigungs- bzw. beschleunigungsabhängigen Ausschaltprinzip.

Jede Schallplatte weist in den Auslaufrillen eine größere Steigung gegenüber dem modulierten Rillenteil auf. Dadurch erhält der Tonarm, sobald er in die Auslaufrille kommt, einen beschleunigten Vorschub.

Dieser Umstand wird für den Ausschaltvorgang genutzt. Im Bild 3 ist die Funktionsskizze des steigungsabhängigen Ausschalters einschließlich der Nebenfunktionen des Fonogerätes „P 15" dargestellt.

An der Stahlblechplatine (1) ist unter anderem die Schwinge (2) gelagert. Durch sie werden die meisten Funktionen des Gerätes gesteuert. An der Schwinge (2) ist der Hilfszahn (3) drehbar befestigt. Durch diesen wird der Ausschaltvorgang in Verbindung mit dem Plattenteller (4) durchgeführt. Weiterhin sind an der Stahlblechplatine (1) der Netzschalter (5) und der Modulationsschalter (6) für die NF-Leitung, die Drehfeder (7), der Schalt-

---

50 Ω. Der Si-Transistor OC 922 hatte eine Großsignalstromverstärkung $\overline{\beta}$ von 9, ein r_b von 200 Ω und ein r_e von 200 Ω (Mittelwert). Die Kurve d (Bild 6) bezieht sich ebenfalls auf die im Bild 5b gezeigte Schaltung, wobei als Transistor ein OC 872 mit $\overline{\beta}$=100, r_b=150 Ω und r_e=100 Ω Verwendung fand. Damit mit einem definierten Sperrwiderstand R_{D2} gerechnet werden konnte, wurden in den Schaltungen nach den Bildern 5a und 5b die Dioden D_2 mit einem 100-kΩ-Widerstand überbrückt. Die Kurven a, b und c zeigten recht gute Übereinstimmung zwischen den berechneten Werten und den Meßpunkten. Die Meßpunkte der Kurve d liegen konstant um etwa 10 μA zu hoch. Dies verursacht der Reststrom des verwendeten Transistors OC 872, der einen Wert von 10 μA besaß. Sobald I_2 = 1150 μA ist, also U_{C2} = 11,5 V ist, weichen die Meßwerte beträchtlich von den berechneten Werten ab. Dies verursacht der Transistor T, der in diesem Zustand bis in das Sättigungsgebiet gesteuert wird.

Literatur

[1] Grady, W. P. O.: A Linear Converter Frequency to Voltage. Electronic Engineering, Nov. 1964, S. 776–778

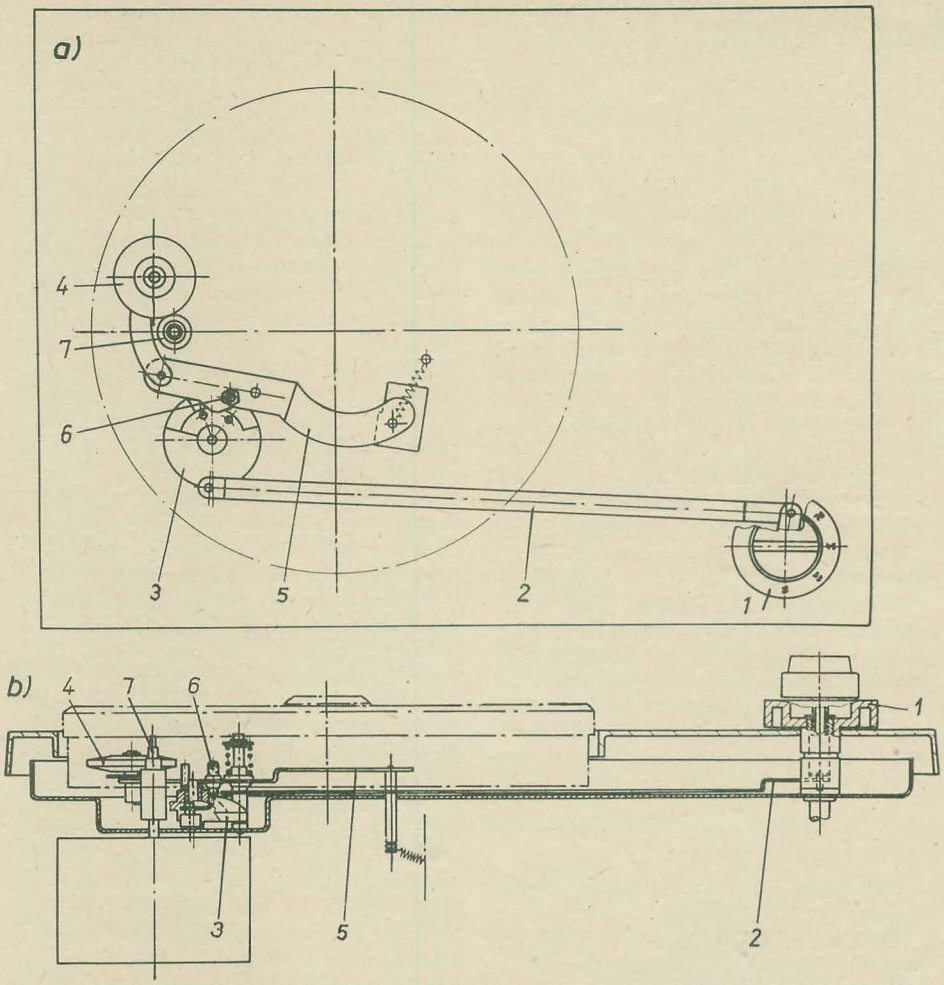


Bild 2: Prinzipskizze des Antriebes mit Umschalteinheit a) Draufsicht, b) Seitenansicht

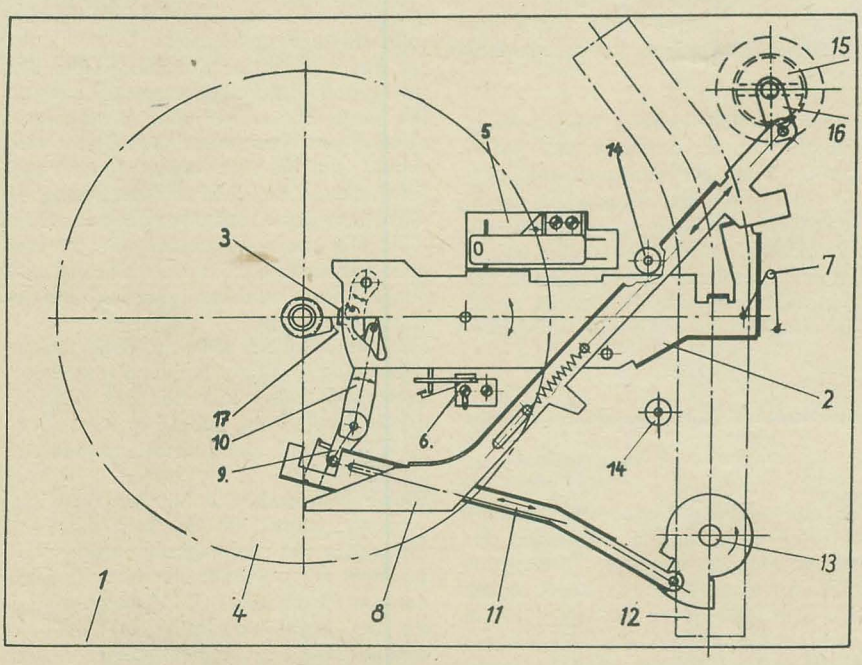


Bild 3: Prinzipskizze der Schaltmechanik (Unteransicht)

hebel (8), der Hebel (9), der Einrückhebel (10), die Schubstange (11) sowie der Tonarm (12) mit Lagerung (13) angebracht. Zwei Anschläge (14) begrenzen die Bewegung der Schwinge (2). Über den mittelsten Drehknopf (15) und den Schalthebel (16) erfolgt bei Rechtsdrehung des Drehknopfes (15) das Einschalten. Dabei wird durch den Schalthebel (8) die Schwinge (2) bis zum Anschlag (14) bewegt. Die Schwinge (2) ist durch die Drehfeder (7) in dieser Stellung festgelegt. Gleichzeitig wird durch die Schwinge (2) der Netzschalter (5) geschlossen und der kurzgeschlossene Modulationsschalter (6) geöffnet. Durch die Bewegung des Schalthebels (8) wird der Einrückhebel (10), der über eine Rutschkupplung mit dem Hebel (9) gekoppelt ist, in die Arbeitsstellung gebracht. Der Tonarm (12) kann nunmehr in die Rille der Schallplatte abgesenkt werden. Durch die spiralförmige Ausbildung der Rille wird der Tonarm (12) – entsprechend der Rillensteigung – zur Mitte des Plattentellers bewegt. Die Schubstange (11) überträgt diese Vorschubbewegung des Tonarmes (12) über den Hebel (9), die Rutschkupplung auf den Einrückhebel (10) und dieser wiederum auf den Hilfszahn (3). Der Hilfszahn (3) wird dadurch ebenfalls zur Plattentellermitte bewegt und kommt dabei an die exzentrisch ausgebildete Kurve (17) des Plattentellers (4). Die Exzentrizität der Kurve (17) ist so bemessen, daß sie bei dem Vorschub des Tonarmes (12) in den modulierten Rillen den Hilfszahn (3) abweist. Erst bei Einsatz des großen Vorschubes in der Auslaufrille wird der Hilfszahn (3) um einen größeren Betrag zur Plattentellermitte bewegt und kommt dadurch an die Schaltkante der exzentrisch ausgebildeten Kurve (17) zum Anliegen. Die Schwungmasse des Plattentellers (4) kippt über den Hilfszahn (3) die Schwinge (2) in die Nullstellung zurück. Gleichzeitig wird dabei durch den Netzschalter (5) die Netzspannung unterbrochen, die Gummizwischenrolle ausgekuppelt und durch den Modulationsschalter (6) die NF-Leitung kurzgeschlossen.

Bei dem Ausschaltvorgang wird der Tonarm von der Schallplatte abgehoben. Der Verriegelungshebel für den Tonarm geht in die Nullstellung zurück, so daß er bei dem Ablegen des Tonarmes auf die Tonarmstütze denselben verriegelt.

Das Absenken des Tonarmes auf die Schallplatte erfolgt über den obersten Knebelknopf, der mit einer Kurvenscheibe verbunden ist. Diese besitzt eine schiefe Ebene, an der das Ende des Absenkhebels kraftschlüssig angekoppelt ist. Der Absenkhebel ist kippbar ausgebildet und betätigt über die andere Seite den Hubstift für das Absenken bzw. Anheben des Tonarmes. Die Schwinge steuert bei dem Ausschaltvorgang das automatische Abheben des Tonarmes von der Schallplatte.

Das Fonochassis ist mit vier Kegelfedern ausgerüstet, die zur federnden Aufhängung dienen. Dadurch ist es möglich, Tritt-

Bild 4: Fonokoffer „P 15-K"

schall und Rückkopplungserscheinungen weitgehend zu unterdrücken.
Um die federnde Aufhängung des Chassis während des Transportes aufzuheben, sind entsprechende Bauteile für die Festlegung vorgesehen. Es ist natürlich notwendig, nach dem Transport die Festlegung des Chassis entsprechend den Hinweisen in der Bedienungsanleitung aufzuheben.
Die Fonochassis werden eingebaut in Koffer (Bild 4), Zargen und Wiedergabekoffer in Mono-Ausführung.
Mit der Gerätereihe „P 15" wird ein hochwertiges Fonogerätesortiment mit hohem Bedienungskomfort angeboten, welches dem internationalen Stand in seiner Preisklasse entspricht.

Literatur

[1] Pietschmann, W.: Einfachplattenspieler „Ziphona P 13/14". radio und fernsehen 13 (1964), H. 12, S. 363
[2] Hohmuth, G.: Übertrager für magnetische Tonabnehmer vom Typ 1086.301. radio und fernsehen 9 (1960), H. 14, S. 435–437
[3] Pietschmann, W.: Abtastsysteme und ihre Einsatzmöglichkeiten in Fonogeräten. radio und fernsehen 14 (1965), H. 10, S. 311–312
[4] Pietschmann, W.: Das magnetische Stereo-Abtastsystem 5 MSD mit Diamantabtastnadel. radio und fernsehen 14 (1965), H. 18, S. 567 und 568

Tabelle: Technische Daten des Einfachplattenspielers „P 15" (Messungen nach TGL 200–7065)

Drehzahlen n:	78; 45; $33^1/_3$; $16^2/_3$ U/min.		
Drehzahlabweichungen:	$\leq 2\%$		
Gleichlaufschwankungen:	$\leq \pm 0{,}3\%$		
bei $16^2/_3$ U/min:	$\leq \pm 0{,}4\%$		
Schütterspannungsabstand S_{lin}; Störspannungsabstand S und Auflagekraft F gemessen bei $n = 33^1/_3$ U/min.	S_{lin} in dB	S in dB	F in p
P 15–63	≥ 35	≥ 40	$9 \pm 1/2$
P 15–64	≥ 35	≥ 40	$9 \pm 1/2$
P 15–65	≥ 40	≥ 42	5 ± 1
P 15–66	≥ 32	≥ 39	5 ± 1
P 15–68	≥ 32	≥ 39	9 ± 1
P 15–69	≥ 32	≥ 39	9 ± 1
Fremdspannungsabstand B:	> 50 dB		
Netzspannung, umschaltbar:	220/125 V		
Netzfrequenz:	50 Hz		
Stromaufnahme bei Nennspannung:	50/100 mA $\pm 15\%$		
Abmessungen			
Länge:	352 mm		
Breite:	262 mm		
Höhe:	132 mm		
Masse:	4 kg		

Das magnetische Stereo-Abtastsystem 5 MSD mit Diamantabtastnadel

Das magnetische Stereo-Abtastsystem 5 MSD dient zur Abtastung von Stereo-Schallplatten mit 45°-Schrift. Es ist möglich, monaurale Mikrorillenschallplatten abzutasten.
Das Abtastsystem ist wie alle magnetischen Abtastsysteme ein Schnelleempfänger im Gegensatz zu den Kristallabtastsystemen, die Amplitudenempfänger darstellen.
Das System besteht für die beiden Kanäle aus je einem magnetischen Kreis. Einer der beiden ist im Bild 1 dargestellt, während aus Bild 2 in der Stirnansicht die Anordnung beider Wandlersysteme zueinander hervorgeht.
Im Ruhezustand fließt – von dem Magneten (1) ausgehend – über die Polschuhe (2) und den Anker (3) ein magnetischer Gleichfluß. Beim Betrieb des Systems wird von der Schallplatte auf den Abtaststift (5) eine Bewegung übertragen, die sich über die in Gummi (6) gelagerte Achse (4) auf den fest mit der Achse verbundenen Anker (3) überträgt. Hierdurch ergibt sich eine Veränderung des Widerstandes im magnetischen Kreis. Die Widerstandsveränderung hat die Bildung eines Wechselflusses zur Folge, durch den in den Spulen (7) eine Wechselspannung induziert wird, die der Bewegung des Abtaststiftes proportional ist. Die Spulen sind so hintereinander geschaltet, daß sich die Spannungen durch den in den Polschuhen wechselnden Nutzfluß addieren, während sie sich bei Durchflutung durch ein äußeres Störfeld weitgehend kompensieren.
Bild 2 zeigt, daß der abgewinkelte Anker für beide Systeme gleichzeitig wirksam wird. Die Trennung der beiden in einer Rille gemeinsam untergebrachten Stereoaufzeichnungen erfolgt so, daß z. B. eine Bewegung des Abtaststiftes und damit des Ankers in Richtung x nur im links gezeichneten Systemkreis eine Luftspalt- bzw. Widerstandsänderung hervorruft, während sich der Luftspalt für den anderen Kanal nicht verändert.
Bei einer Bewegung in Richtung y wird entsprechend nur der rechte gezeichnete Kreis verändert. Die Bewegungsrichtungen x und y entsprechen den nach internationaler Vereinbarung angewandten Bewegungsrichtungen für reinen Links- bzw. Rechtseindruck des Tonbildes. Die beiden Systeme sind elektrisch so miteinander verkettet, daß bei einer waagerechten Bewegungsrichtung des Abtaststiftes, wie das z. B. auch bei den bisherigen Seitenschriftplatten der Fall ist, an den beiden Ausgängen phasengleiche Spannungen abgegeben werden und damit das von dem Lautsprecher abgegebene Tonbild in der Mitte erscheint.
Zwischen den Bewegungsrichtungen x und y ist jede Kombination möglich, so daß auch das entstehende Klangbild auf der ganzen Fläche zwischen linkem und rechtem Lautsprecher vorhanden sein kann.
In dem Systemkörper sind zwei lamellierte Polschuhpaare eingespritzt, auf denen die vier Spulen und zwei oxidkeramische Magnete befestigt sind. Die Anschlüsse der Spulen sind einmal für beide Kanäle gemeinsam an der Stirnseite des Systems mit einem ringförmigen Kontaktblech verbunden, der den sogenannten kalten Anschluß darstellt. Die anderen Pole enden an je einem Kontaktmesser des Deckels an der Rückseite, wobei – von hinten oben gesehen – der linke Kontakt den Anschluß für den linken Kanal darstellt.
Von oben ist das System durch eine Deckplatte abgeschlossen, an der innen ein Munipermblech zur Abschirmung gegen Fremdfelder befestigt ist.

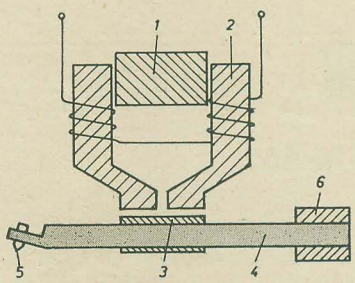


Bild 1: Seitenansicht des Abtastsystems 5 MSD

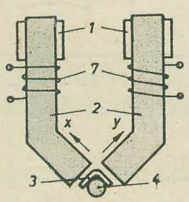


Bild 2: Stirnansicht des Abtastsystems 5 MSD

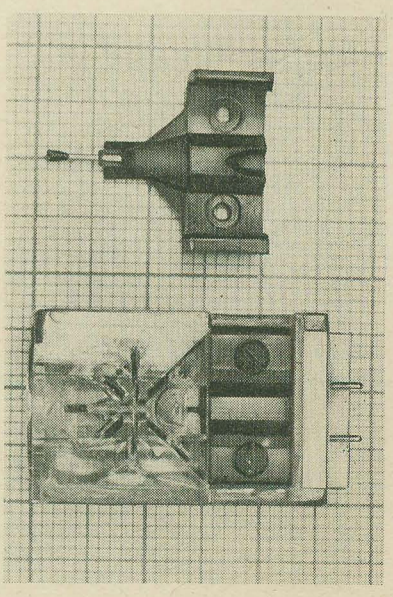
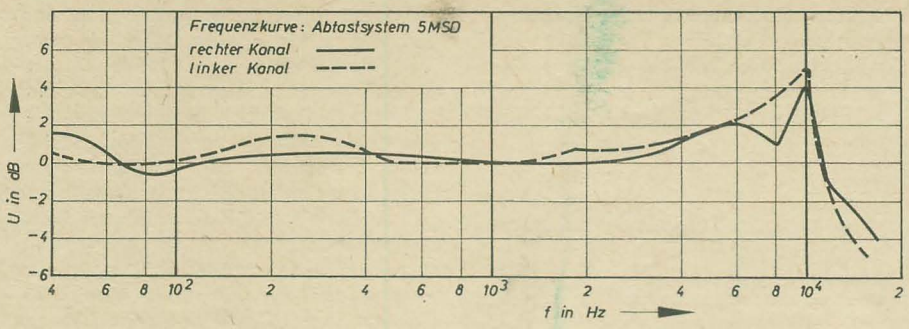


Bild 3: Abtastsystem 5 MSD mit abgenommenem Klemmstück



▲ **Bild 4: Frequenzgang des Abtastsystems 5 MSD**

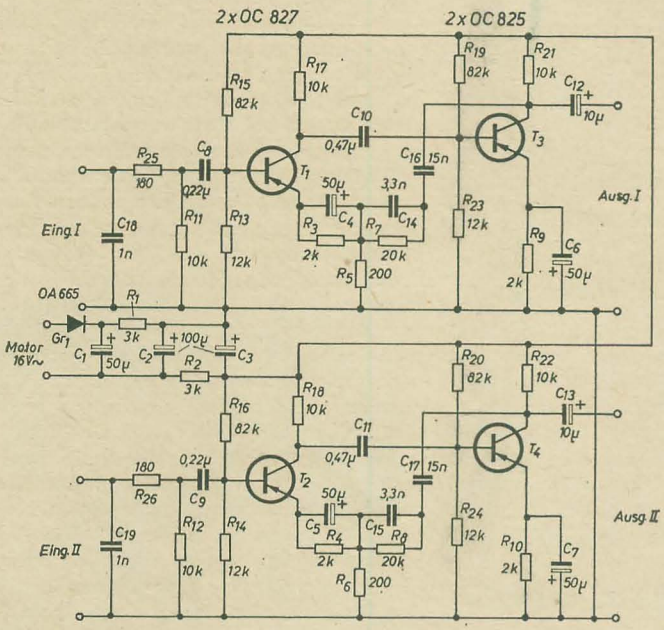


Bild 5: Schaltung des Transistorverstärkers

Tabelle 1: Technische Daten des magnetischen Stereo-Abtastsystems 5 MSD

Übertragungsbereich (Frequenzbereich):	40···16 000 Hz
Abweichungen bezogen auf 1 kHz:	± 6 dB
Übertragungsfaktor e_o (Empfindlichkeit) bei 1 kHz: gemessen mit einem Abschlußwiderstand ≧ 20 kΩ	≧ 1,0 mV · s/cm (eff.)
Innenwiderstand Ri:	600 + jω 0,075 Ω ± 15%
Übersprechdämpfung α bei 1 kHz:	≧ 20 dB
Symmetrie Abweichung des Übertragungsfaktors beider Kanäle voneinander bei 1 kHz:	≦ 3 dB
Nachgiebigkeit N:	≧ 2 · 10⁻⁶ cm/dyn
betriebsmäßige Auflagekraft F:	5 ± 1 p
max. Auslenkung:	± 80 µm
Abtastnadelwerkstoff:	Diamant
Verrundungsradius der Abtastnadel:	15 ± 3/2 µm

An der Unterseite ist auf ein justierbares Zwischenstück das Klemmstück aufgeklemmt. In diesem Klemmstück ist eine Alu-Achse in einem Weichgummiteil beweglich gelagert. Die Achse trägt die Diamant-Abtastnadel sowie einen abgewinkelten Muniperm-Anker, der mit seinen Flächen den im Systemkörper eingebetteten Polschuhen im Abstand von ≈ 0,2 mm gegenübersteht. Das Abtastsystem 5 MSD ist im Bild 3 mit abgenommenem Klemmstück abgebildet. Es ist vorgesehen, das Abtastsystem 5 MSD mit besonders eingeengten Toleranzen, in einen Steckkopf eingebaut, für kommerzielle Zwecke unter der Typenbezeichnung St1-5 auf den Markt zu bringen.

Die technischen Daten des Abtastsystems 5 MSD sind in der Tabelle 1 aufgeführt. Den Frequenzgang zeigt Bild 4.

Tabelle 2: Technische Daten des Transistor-Vorverstärker-Entzerrers für das magnetische Stereo-Abtastsystem 5 MSD

Verstärkung bei 1 kHz und Schneidkennlinienentzerrung unter Berücksichtigung des Innenwiderstandes des magnetischen Stereo-Abtasters:	38,4 ± 1 dB
max. Ausgangsspannung:	0 dB = 775 mV < − 55 dB
Fremdspannung:	= < 1,38 mV
Frequenzbereich:	80···15 000 Hz
Toleranz:	1000···15 000 Hz ± 2 dB 80···1000 Hz ± 1/3 dB
Der Vorverstärker besitzt einen Hochpaß als Rumpelfilter. Der Abfall von ≈ 12 dB/Oktave beginnt bei etwa 70 Hz.	
Abweichungen des Frequenzganges zwischen beiden Kanälen:	< 2 dB
Klirrfaktor bei 1 kHz und Ausgangsspannung 0 dB:	< 1%
Eingangswiderstand:	> 4 kΩ
Ausgangswiderstand:	100 Hz < 5 kΩ 1 kHz < 2 kΩ 10 kHz < 0,6 kΩ
Übersprechdämpfung 1 kHz:	> 40 dB
Betriebsspannung:	Wechselspannung 16 V, etwa 2,5 mA von Zusatzwicklung des Motors 1082.7/2

Die Empfindlichkeit des Systems reicht nicht zur Aussteuerung eines NF-Verstärkers aus. Es ist erforderlich, einen entsprechenden Vorverstärker nachzuschalten. Für das Abtastsystem 5 MSD wird ein zweistufiger Transistorvorverstärker mit Schneidkennlinienentzerrer eingesetzt (Bild 5). Der Verstärker ist aus zwei gleichen Verstärkerkanälen und einem Netzteil auf einer gedruckten Leiterplatte aufgebaut. Jeder Verstärkerkanal ist mit einem Rumpelfilter ausgerüstet. Er beschneidet die Tiefen unterhalb ≈ 70 Hz und hat eine Flankensteilheit von 12 dB/Oktave. Die technischen Daten sind in der Tabelle 2 aufgeführt.

W. Pietschmann

Wir lernten kennen:

Einfachplattenspieler „Ziphona P 14-65"

Aufbau und Bedienung

Das Chassis, mit den drei Geschwindigkeiten $16^2/_3$, $33^1/_3$ und 45 U/min ausgestattet, beeindruckt durch eine klare, sachliche und moderne Gestaltung und durch einen sauberen und soliden Aufbau der Mechanik und Schaltung. Das Gerät fiel während der Testzeit, in der es einem robusten Dauertest unterzogen wurde, nicht ein einziges Mal aus.

Das Chassis ist sehr weich federnd montiert und gewährleistet dadurch eine gute Unterdrückung von Erschütterungen von seiten des Motors und der Umgebung. Die Wiedergabequalität wird von dieser Seite her kaum negativ beeinflußt.

Die Bedienung des Mehrzweckdrehschalters für Geschwindigkeitseinstellung, Einschalter und Aufsetzmechanik erfordert jedoch leider sehr viel Feingefühl, da der Schalter auf der federnden Grundplatte montiert ist. Jede unvorsichtige Berührung versetzt das gesamte Chassis in Schwingungen. Besonders kritisch ist das beim Aufsetzen und Abheben des Tonarms, wobei die Abtastnadel oder die Schallplatte beschädigt werden können. Beim Aufsetzen des Tonarms auf eine Schallplatte mit Wulstrand, die meist auch noch stark welllig ist, ist es nur mit größtem Geschick möglich, die Platte einwandfrei anzuspielen. Hier hätte man vom VEB Funkwerk Zittau die oft sehr schlechte Plattenqualität mit berücksichtigen sollen.

Ein gezieltes und sauberes Aufsetzen und Abheben des Tonarms auch an anderen Stellen ist schwer möglich; einmal fehlt eine einwandfreie Mittenmarkierung am Tonarmkopf, und weiterhin erfolgt die vertikale Bewegung des Tonarms oft unter solchen Winkeln (Seitenluft), die leicht zu Störgeräuschen führen können. Ebenfalls nicht als laiensicher kann der Tonarmanschlag in der vertikalen Richtung angesehen werden. Die Federung ist im allgemeinen ausreichend. Sie ist jedoch zu weich, wenn der Tonarm unbeabsichtigt aus einer gewissen Höhe fallen gelassen wird. Hierbei besteht die Gefahr des Aufschlags und somit einer Beschädigung des Abtasters bzw. der Schallplatte.
Nicht weich genug ist dagegen die Federung des Mittelteils des Plattentellers, durch den die Zentrierung von Schallplatten mit großem Lochdurchmesser erfolgt. Extrem leichte Platten, wie z. B. „Tönende Postkarten", werden hochgedrückt.
Vom Hersteller ist unbedingt dafür zu sorgen, daß das Abschaltgeräusch vermindert wird. Es ist nicht angenehm, wenn ein zartes Violinsolo oder ein anderes künstlerisch anspruchsvolles Musikstück jedesmal mit einem lauten Knall endet.

Tonhöhenschwankungen

Da hierfür keine geeignete Meßplatte zur Verfügung stand, konnte dieser Wert nicht gemessen werden. Er ist in der Praxis auch meist mehr von der Schallplatte bzw. deren Zentrierung als vom Abspielgerät abhängig, moderne Abspielgeräte vorausgesetzt. Während die Zentrierung von Platten mit kleinem Mittelloch einwandfrei gelingt (der Zapfendurchmesser beträgt 7,175 mm, der Durchmesser des Plattenloches nach IEC-Publ. 98 7,24···7,33 mm; Spiel also 0,065···0,155 mm), ist die Zentrierung von Platten mit großem Mittelloch nicht einwandfrei, weil sich der „Zentrierkern" um 0,5 mm seitlich verschieben läßt und außerdem noch ein Spiel von max. 0,25 mm zur Platte hat. Es kann sich also allein daraus (Schallplatte als ideal vorausgesetzt) eine Tonhöhenschwankung von 6,25‰ am Ende einer Schallplatte ergeben. Das ist besonders gefährlich, weil Platten mit großem Mittelloch nur 175 mm Durchmesser haben.

Frequenzgang

Der Frequenzgang wurde mit einer Meßschallplatte der Deutschen Grammophon-Gesellschaft Nr. TM 99 101 gemessen. Die Abweichung dieser Platte gegenüber dem standardisierten Schneidfrequenzgang wurde rechnerisch korrigiert. (3180 – 310 – 50 μs gegenüber 3180 – 318 – 75 μs nach IEC und TGL).
Es ergab sich der im Bild 1 dargestellte Frequenzgang. Die Übereinstimmung beider Systeme im Frequenzbereich von 80 Hz bis 6 kHz sowie auch im Pegel bei 1 kHz ist außerordentlich gut. Bei 1 kHz war praktisch keine Pegelabweichung meßbar.

Der Anstieg von etwa 5 dB bei 8···12 kHz sollte im Verstärker korrigiert werden, weil sonst das Rauschen in diesem Frequenzbereich zu stark hervortritt. Der Frequenzgang bei tiefen Frequenzen könnte ebenfalls noch verbessert werden, obwohl der Abfall nur bei sehr hochwertigen Anlagen bemerkt werden wird.
Bei dem anschließenden Test in Verbindung mit dem Stereogroßsuper 6401 „Antonio", der ja auch eine hochwertige Wiedergabeanlage darstellt, wurde der Abfall im unteren Frequenzbereich jedoch nicht als störend empfunden. Die Wiedergabe erfolgte mit einer derartigen Dynamik, Brillanz und Durchsichtigkeit, daß man hier den geläufigen Begriff „UKW-Qualität" durchaus anwenden konnte. Das gilt natürlich nur bei Verwendung guter neuwertiger Schallplatten. Bei älteren und schon oft gespielten Schallplatten trat verstärkt das bereits oben erwähnte Rauschen auf. Vielleicht wäre hier eine Filtertaste angebracht.

Störgeräusch

Die Messung erfolgte ebenfalls mit der angegebenen Meßschallplatte über einen Tiefpaß 500 Hz. Es wurde ein Rumpelstörabstand von 34 dB ermittelt. Die Messung erfolgte fast am Außenrand der Platte. Erfahrungsgemäß kann der Wert zum Zentrum der Platte hin wesentlich besser werden. Bei abgehobener Nadel wurde ein Fremdspannungsabstand von 40 dB gemessen. Der letztere Wert ist zu gering. Untersuchungen über die Ursache wurden nicht angestellt. Es handelt sich jedoch nicht um eine Störfeldbeeinflussung, sondern um Rauschen, vermutlich im Transistorverstärker.

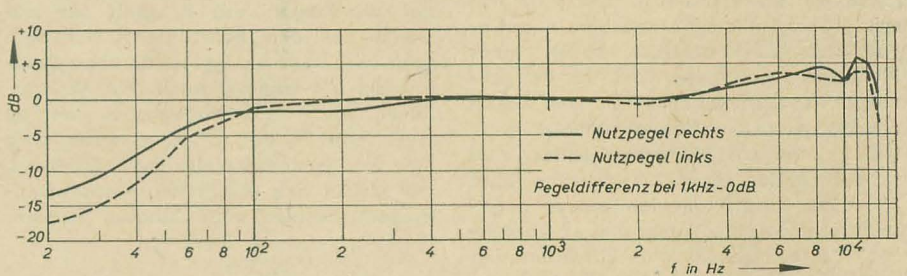
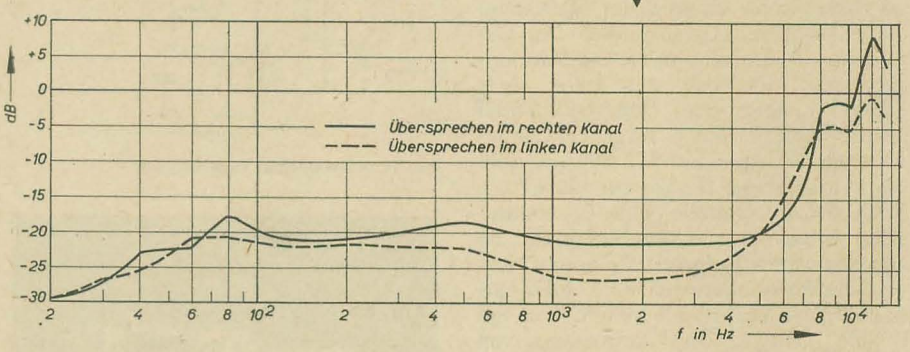


Bild 1: Frequenzgang des „Ziphona P 14–65"

Bild 2: Übersprechen der Kanäle



Übersprechen

Die Übersprechdämpfung erscheint im Frequenzbereich bis 4 kHz für normale Ansprüche ausreichend. Störend ist, daß ab etwa 8 kHz die Dämpfung nahezu Null wird und sogar bei einem gemessenen Kanal negative Werte annimmt, d. h., daß das unerwünschte Signal stärker als das Nutzsignal ist (Bild 2). Das Übersprechen im gestörten Kanal tritt im wesentlichen gegenphasig zum Nutzkanal auf, wodurch im Schallfeld eine erhebliche Dämpfung entsteht, weil beide Lautsprecher gegenphasig strahlen. Leider hebt sich jedoch das Rauschen nicht auf, weil die Störsignale in beiden Kanälen im allgemeinen nicht korreliert sind. Beim Abhören von Stereoaufzeichnungen ist also im Frequenzbereich oberhalb 8 kHz mit Störungen zu rechnen.
Der subjektive Eindruck in Verbindung mit dem Stereogroßsuper 6401 „Antonio" war jedoch wider Erwarten gut. Versuche, sowohl mit hochwertigen Konzertplatten wie auch mit einer Testplatte für Stereoeffekte, ergaben keine störenden Übersprecherscheinungen.
Da der Hersteller einen Fremdspannungsabstand von 50 dB angibt, kann es sich um einen Exemplarfehler handeln.

Allgemeine Einschätzung

Ohne an dieses Gerät Ansprüche wie an ein Studiogerät zu stellen, müssen die gemessenen Daten als recht gut bezeichnet werden. Der Frequenzgang sollte jedoch noch im Entzerrer linearisiert werden, was sehr leicht möglich ist, weil er nahezu ohne Resonanzstellen verläuft. Das starke Übersprechen kann ein Exemplarfehler sein, ebenfalls der schlechte Störabstand.

Bei Anschluß des „Ziphona P 14-65" an eine hochwertige Wiedergabeanlage ergibt sich trotz einiger gemessener Abweichungen von den Sollwerten eine äußerst gute Wiedergabequalität.
Die halbautomatische Aufsetzmechanik ist jedoch noch stark verbesserungsbedürftig. Ein wesentlich verringertes Abschaltgeräusch und eine – auch für schwerere Hände – geeignete Aufsetzmechanik sind zu wünschen. In Verbindung mit einem etwas moderneren Koffer wird dieses Gerät viele Musikliebhaber sehr zufriedenstellen und einige überspitzte Anfragen nach HiFi-Abspielgeräten verstummen lassen.

UKW-Super mit Transistoren

Teil 2 und Schluß

EBERHARD MÜLLER

Abgleich und Inbetriebnahme

Tuner

Beim Aufbau werden die Kondensatoren C_1, C_6 und C_9 noch nicht eingelötet. Zuerst wird die Stromaufnahme des Tuners gemessen (etwa 2,5 mA). Der Abgleich erfolgt dann mit Hilfe des bereits fertiggestellten ZF-Verstärkers sowie eines Meßsenders (Prüfgenerator). An den Minuspol des Ladekondensators vom Ratiodetektor wird ein Röhrenvoltmeter (z. B. URV 3) oder ein Mikroamperemeter und an den Emitter des Mischtransistors (über 10 nF bis 0,1 μF) der Meßsender angeschlossen. Zwischen Tuner und ZF-Verstärker ist dabei für eine gute Erdverbindung zu sorgen. Nachdem L_6 bei 10,7 MHz auf Maximalausschlag des Anzeigeinstrumentes abgeglichen ist, wird der Meßsender abgeklemmt und C_9 eingelötet. Der Oszillator muß jetzt schwingen. Die Schwingspannung läßt sich mit Hilfe eines Röhrenvoltmeters vom Typ URV 3 am Emitter messen. Sie beträgt bei eingedrehtem Drehko etwa 160 mV und fällt bei ausgedrehtem Drehko auf 120 mV ab. Nach dieser Kontrolle wird C_6 emitterseitig eingelötet und der Meßsender an das noch freie Ende von C_6 angeschlossen. Der Meßsender wird auf 87 MHz eingestellt, der Drehko eingedreht und mit L_3 die richtige Oszillatorfrequenz von 97,7 MHz eingestellt. Zur Kontrolle, ob der Oszillator wirklich bei 97,7 MHz schwingt, ist der Sender bei unveränderter Drehkostellung auf die Frequenz 87 $+ 2 \cdot 10{,}7 = 108{,}4$ MHz einzustellen. Entsteht bei dieser Frequenz kein ZF-Signal, so schwingt der Oszillator auf einer falschen Frequenz und muß neu eingestellt werden. Wenn der Oszillator mit der richtigen Frequenz schwingt, wird der Sender auf 100 MHz gestellt und der Drehko ausgedreht. Das bei 100 MHz entstehende ZF-Signal wird mit C_{11} auf Maximum gebracht. Anschließend lötet man C_1 emitterseitig und C_6 voll ein und schließt den Meßsender am freien Ende von C_1 an. Bei einer Signalfrequenz von 87 MHz wird L_3 und bei 100 MHz C_4 auf maximales ZF-Signal eingestellt. Der Grobabgleich von L_3 und L_5 erfolgt durch Auseinanderziehen bzw. Zusammendrücken der Windungen. Der Aluminiumkern dient zur Feinabstimmung und soll nicht tiefer als in eine Windung eintauchen. Der Meßsender wird nun an den Eingang gelegt und C_1 beiderseitig eingelötet. L_2/C_3 erfordert beim Abgleich die meiste Geduld, da sich beim Durchdrehen des Kerns nicht nur die Resonanzfrequenz, sondern auch der Kopplungsfaktor ändert.

Um den Verstärkungsabfall am oberen Bandende auszugleichen, wurde die Resonanzfrequenz des Vorkreises auf 98 MHz gelegt. Bei Resonanzabgleich muß der Kern in die gesamte Spule L_1 eintauchen. Man gleicht also den Vorkreis bei eingedrehtem Kern durch Auseinanderziehen bzw. Zusammendrücken der Windungen von L_2 grob ab und nimmt nur den Feinabgleich mit dem Kern vor. Dem weniger erfahrenen Amateur sei ein Eingang nach Bild 16 empfohlen, der nicht abgeglichen werden muß. Anstelle des Eingangskreises wird hier ein Symmetrieübertrager verwendet. Gut eignet sich der in den Fernsehempfängern „Turnier" oder „Stadion" verwendete Übertrager (Bild 17), da dieser wegen seiner Kleinheit anstelle des Eingangskreises bequem auf der Leiterplatte Platz findet. Kreuzmodulationseffekte konnten nicht festgestellt werden. Meßtechnisch zeigt sich ein Verstärkungsabfall am oberen Bandende, der jedoch ohne merkliche Nachteile bleibt. Bild 18 zeigt die HF-Selektionskurve des Empfängers. Die Selektion beträgt bei 98 MHz in 300 kHz Abstand 90:1:160, während die Bandbreite bei 100 kHz liegt. Einen Überblick über die erreichte Gesamtverstärkung gibt das Pegeldiagramm im Bild 19.

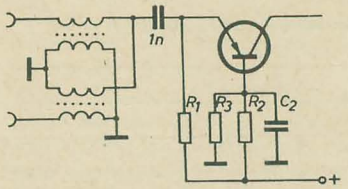


Bild 16: Vereinfachter Tunereingang

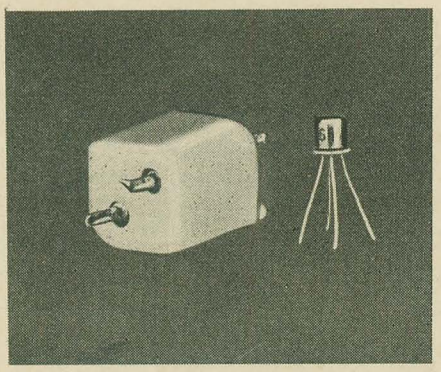


Bild 17: Symmetrierübertrager mit Transistor als Größenvergleich

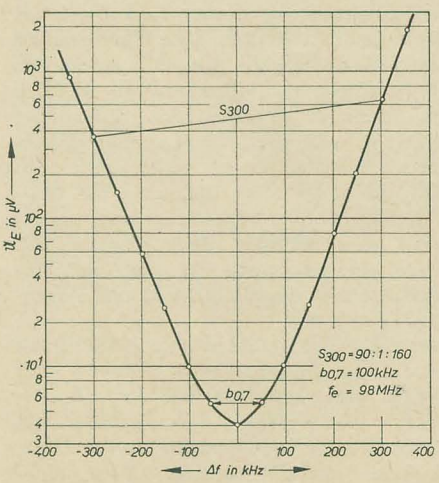


Bild 18: HF-Selektionskurve des Empfängers

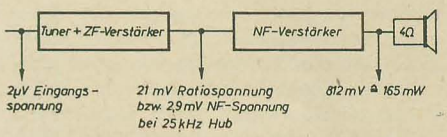


Bild 19: Pegeldiagramm über den gesamten Empfänger

Bei einer Eingangsspannung von 2 μV wird eine Ausgangsleistung von 165 mW erreicht.

ZF-Verstärker

Die Stromaufnahme des ZF-Teils beträgt etwa 5 mA. Auch hier ist es vorteilhaft, beim Verdrahten der Leiterplatte die Kondensatoren C_1, C_3, C_5 und C_7 zunächst nicht einzulöten. An C_{10} wird ein Röhrenvoltmeter oder notfalls ein Mikroampere-

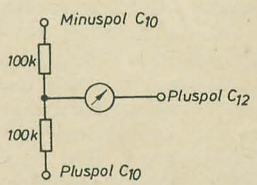


Bild 20: Schaltung zur Symmetrierung des Ratiofilters

meter gelegt. Ein Meßsender wird über etwa 50 nF an den Emitter von T_4 angekoppelt und der Primärkreis des Ratiofilters auf Maximum getrimmt. Anschließend wird C_7 eingelötet, der Sender an T_3 gelegt und beide Kreise des nächsten Filters auf Maximalausschlag des Röhrenvoltmeters gestellt. In dieser Art gleicht man alle Stufen, mit Ausnahme des Sekundärkreises, vom Ratiofilter ab. Der Meßsender bleibt dann an C_1 angeschlossen, und es werden noch einmal alle Kreise genau nachgestimmt. Da das Ratiofilter unsymmetrisch aufgebaut ist, muß dieser für den Abgleich erst symmetriert werden. Dies erfolgt durch die beiden 100-kΩ-Widerstände im Bild 20, woraus auch der Anschluß des Mikroamperemeters hervorgeht. Das Mikroamperemeter soll nicht größer als 50 μA sein. Wenn kein Instrument mit zentrischem Nullpunkt zur Verfügung steht, muß man sich durch Umpolen helfen. Der Sekundärkreis des Ratiofilters wird nun bei unveränderter Meßsenderfrequenz

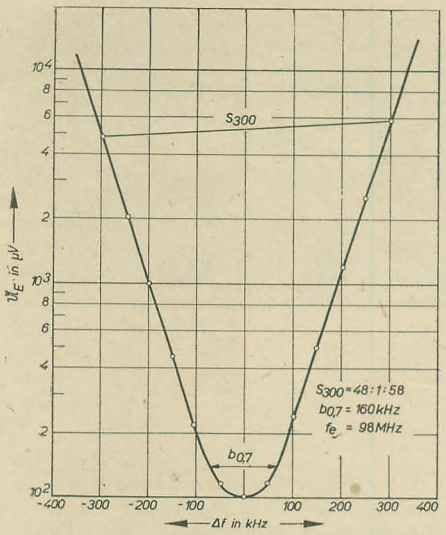


Bild 21: HF-Selektionskurve des ZF-Verstärkers

auf Nulldurchgang des Instrumentes abgeglichen. R_{18} wird bei amplitudenmoduliertem Meßsender und angeschlossenem NF-Teil auf Minimum der Lautstärke eingestellt. Diese Einstellung darf jedoch nicht bei zu großer Ausgangsspannung des Meßsenders erfolgen, da man sonst kein Tonminimum findet. Damit ist der Abgleich beendet. Die ZF-Selektionskurve und die Demodulatorkurve des Mustergerätes zeigen die Bilder 21 und 22.

Zu dieser Messung ist ein Meßgenerator erforderlich, der eine genau definierte Ausgangsspannung abgibt und eine Feinabstimmung besitzt (z. B. UKW-Meßgenerator Typ 2006, Funkwerk Erfurt). Prüfsender sind dazu ungeeignet. Die Selektivität bei 300-kHz-Abstand beträgt 48:1:58. Die Bandbreite liegt bei 160 kHz. Die Aufnahme der Demodulatorkurve ist bei Halbleiterdioden besonders wichtig. Bild 22 wurde mit einem 10-µA-Instrument aufgenommen. Die beiden Maximalausschläge stimmen nicht ganz überein. Im praktischen Betrieb wird jedoch die Kennlinie nicht so weit ausgesteuert.

NF-Teil

Beim Einlöten der Bauelemente ist es zweckmäßig, den auf Massepotential liegenden Anschluß von R_7 noch frei zu lassen. Das gleiche gilt für die kalten Enden der Primärwicklung von Treiber- und Ausgangsübertrager. Zwischen den genannten Punkten und Masse legt man der Reihe nach ein Milliamperemeter (Multizet) und stellt die Ruheströme ein. Der Ruhestrom der Endstufe wird mit R_{14} auf etwa 4···5 mA eingestellt. Der Schleifer von R_{15} soll dabei zunächst in Mittelstellung stehen. Der Ruhestrom der Treiberstufe wird mit R_9 eingestellt und soll 5 mA betragen. Die Vorstufe arbeitet mit 0,5 mA. Die Einstellung erfolgt mit R_4. Die Einstellregler R_4 und R_9 könnte man nach dieser Arbeit durch Festwiderstände ersetzen. Der Abgleich von R_{15} erfolgt auf minimale Zunahme des Kollektorstromes der Endstufe beim Erhitzen des Verstärkers mittels Heißluftdusche auf etwa 35 °C. Zu beachten ist hierbei jedoch, daß der Ruhestrom mittels R_{14} nach jeder Veränderung von R_{15} bei etwa 20 °C wieder nachzustellen ist.

Nach Beendigung dieser Arbeiten wird an den Eingang des Verstärkers ein Tongenerator und an die Sekundärwicklung des Ausgangsübertragers ein Röhrenvoltmeter gelegt. Die Sekundärwicklung muß dabei mit einem ohmschen Widerstand von 4 Ω abgeschlossen werden. Im Mustergerät wurde bei einer Eingangsspannung von 1 mV (f = 1000 Hz) eine Ausgangsspannung von 280 mV gemessen. Dies entspricht einer NF-Empfindlichkeit von 1,6 mV, bezogen auf 50 mW Ausgangsleistung. Bemerkt werden muß jedoch, daß sich dieser Wert mit Transistoren der niedrigsten Stromverstärkungsklasse nicht erreichen läßt. Als Mindestwert der NF-Empfindlichkeit sollte man jedoch eine Eingangsspannung von 6 mV bei 50 mW Ausgangsleistung fordern. Die untere Grenzfrequenz des Verstärkers beträgt 100 Hz und die obere 12 kHz.

Die im Mustergerät durchgeführten Messungen braucht man selbstverständlich nicht alle auszuführen, denn nur wenig Amateure haben Zugang zu einem derartigen Meßgerätepark. Man sollte sich darüber im klaren sein, daß ein UKW-Tuner mit einem Dipmeter (Griddipper) nicht auf optimale Leistung gebracht werden kann. Ein Prüfgenerator nebst Multizet oder Mikroamperemeter ist für einen ordentlichen Abgleich unumgänglich.

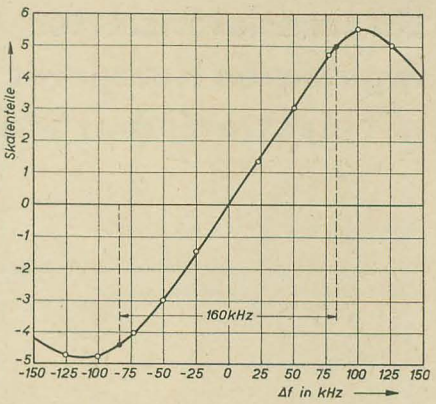


Bild 22: Demodulatorkurve

Literatur

[1] Engel, B., und Engel, H.: Ein Transistorsuper für Auto und Heim. radio und fernsehen 11 (1962), H. 13, H. 14, H. 15

[2] Heine, R.: Eine Methode zur Herstellung von gedruckten Schaltungen für Laborzwecke und Einzelanfertigung. radio und fernsehen 12 (1963), H. 23, S. 725

[3] Schlenzig, K.: Die Technik der gedruckten Schaltung. Der praktische Funkamateur, H. 26 und 31, Deutscher Militärverlag, Berlin

[4] Baumann, P.: Vorinformation für die Transistortypenreihe GF 129 bis 132. radio und fernsehen 13 (1964), H. 8, S. 241

[5] Elektronus: Zwischenfrequenzverstärker mit Transistoren in Basisschaltung. radio und fernsehen 12 (1963), H. 10, S. 298

[6] Scheubner, R.: UKW-Transistorempfänger R 110. radio und fernsehen 13 (1964), H. 19, S. 595

Neuartiger Transistor-Kennlinienschreiber

Der Transistor-Kennlinienschreiber Typ 8096 der englischen Firma Elliott erweitert nahezu jeden in einem Labor vorhandenen Oszillografen zum Halbleitermeßplatz und ermöglicht die übersichtliche Darstellung aller charakteristischen Meßwerte: Kennlinienscharen, Restströme, Abbruch-Charakteristiken, Durchbruchspannungen, Durchlaß- und Sperrverhalten, Zündverhalten ... von Germanium- und Silizium-pnp- und -npn-Transistoren, Dioden, Zenerdioden, Vierschichtdioden, gesteuerten Gleichrichtern usw. Das punktweise Auftragen der Kennlinien nach umständlichem Ablesen eines Zeigerinstruments und die hierbei auftretenden Ungenauigkeiten werden durch den Kennlinienschreiber vermieden. Das Oszillogramm der Kennlinien und Kennlinienscharen gestattet eine sofortige exakte Messung und Auswertung.

Der Kennlinienschreiber enthält die Stromversorgung für alle erforderlichen Ströme und Spannungen und einen Treppengenerator zur Erzeugung von gleichmäßig abgestuften Strömen und Spannungen, wie sie zur Ansteuerung des Prüflings und zum Durchlaufen der gewählten Kollektorspannung während jeder Stufe des Eingangssignals erforderlich sind. Die Bedienungsgorgane ermöglichen die Umschaltung der Spannungs- und Strompolaritäten sowie eine Wahl der unterschiedlichsten Betriebszustände von Germanium- und Siliziumhalbleitern und eine schnelle Anpassung an die Daten des Prüflings. Die größte Empfindlichkeit vertikal wird mit 10 µA/cm, für horizontal mit 100 mV/cm angegeben.

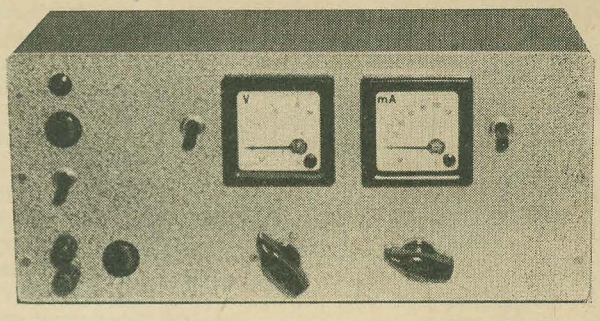
Der als Sichtgerät anzuschließende Oszillograf soll X- und Y-Verstärker, 1 MΩ Eingangsimpedanz, möglichst Gleichspannungseingänge und 0,1 V/cm Empfindlichkeit besitzen. Die ablesbare Genauigkeit beträgt ± 10%. Die doppelte Anordnung von Anschlußklemmen und -fassungen ermöglicht, in Verbindung mit einem Umschalter, eine schnelle Untersuchung von Halbleiterpaaren.

Bau-

Ein transistorisiertes regelbares Netzgerät mit elektronischer Stabilisierung

GÜNTER SCHIESSL

Mitteilung aus dem Institut für Physik der Technischen Hochschule für Chemie „Carl Schorlemmer", Leuna-Merseburg



Allgemeines

Für Arbeiten im Praktikum und Aufgaben im Unterricht ist es besonders aus Gründen des Arbeitsschutzes zweckmäßig, mit Spannungen unter 100 V zu arbeiten. Versuchsaufbauten und Demonstrationsmodelle sollten daher weitgehend Transistorschaltungen verwenden. Die Stromversorgung solcher Anordnungen ist zwar leicht durch Sammler oder Batterie zu bewerkstelligen, jedoch macht sich hierdurch eine nicht unerhebliche Wartungs- und Kontrollarbeit notwendig. Rationeller und störungsfreier arbeitet man mit einem entsprechenden Netzgerät, dessen Innenwiderstand durch elektronische Stabilisierung auf einen mit obigen Stromquellen vergleichbaren Wert gebracht werden kann. Eine hierbei leicht durchzuführende kontinuierliche Regelung der gewünschten Ausgangsspannung erlaubt darüber hinaus eine größere Flexibilität. Es liegt nahe, ein solches Netzgerät zum Betreiben von Transistorschaltungen ebenfalls in Transistor- bzw. Halbleitertechnik aufzubauen. Über die Anwendung und Wirkungsweise solcher Netzgeräte ist schon mehrmals in der Literatur berichtet worden [1] [2] [3] [4] [5]. Beim Nachbau ergeben sich jedoch Schwierigkeiten, da einmal Bauelemente verwendet werden, die nicht aus der DDR-Produktion stammen (und damit schwer zu beschaffen sind) und zum anderen, daß Bauelemente nur zum Teil oder überhaupt nicht dimensioniert sind. Das nachfolgend beschriebene Gerät beseitigt diese Schwierigkeiten. Es enthält in kompletter Dimensionierung Bauelemente, die sämtlich in der DDR hergestellt und auch vom Handel angeboten werden.

Als Grundlage dient die in radio und fernsehen 12 (1963), H. 19, S. 597 [3] veröffentlichte Schaltung. In diesem Beitrag sollen deshalb nur einige Hinweise zur Schaltung gegeben und im wesentlichen solche Probleme erörtert werden, die beim Nachbau eines solchen Gerätes von Interesse sind.

Schaltung

Die gesamte Schaltung des Netzgerätes zeigt unser Bild. Die Ausgangsspannung U_a von etwa 0,2 bis 21 V läßt sich mit dem Stufenschalter S_2 in fünf Stufen grob einstellen. Innerhalb dieser Bereiche ist mit dem Potentiometer P_1 eine stufenlose Einstellung möglich. Die Widerstände R_9 bis R_{12} werden durch $S_{2.2}$ nacheinander in Reihe mit P_1 und R_{13} bis R_{16} durch $S_{2.3}$ parallel zu P_1 geschaltet, um auf allen Bereichen ein gleichmäßiges Spannungsintervall zu erreichen. Gleichzeitig wird durch $S_{2.1}$ die Trafospannung umgeschaltet, um eine Überlastung der Längstransistoren T_1 bis T_4 zu verhindern. Die Brückenschaltung von D_3 bis D_6 erzeugt die eigentliche Gleichspannung für das Netzgerät. Die Speisespannung des Verstärkertransistors T_8 entsteht durch die Spannungsverdopplerschaltung mit den Gleichrichtern D_1 und D_2 und den Kondensatoren C_1 und C_3. Den Arbeitswiderstand für den Transistor T_8 stellen die Widerstände R_1 bis R_3 dar. Da es sich um einen Gleichstromverstärker handelt, wird hier nochmals eine Siebung der Speisespannung für T_8 vorgenommen.

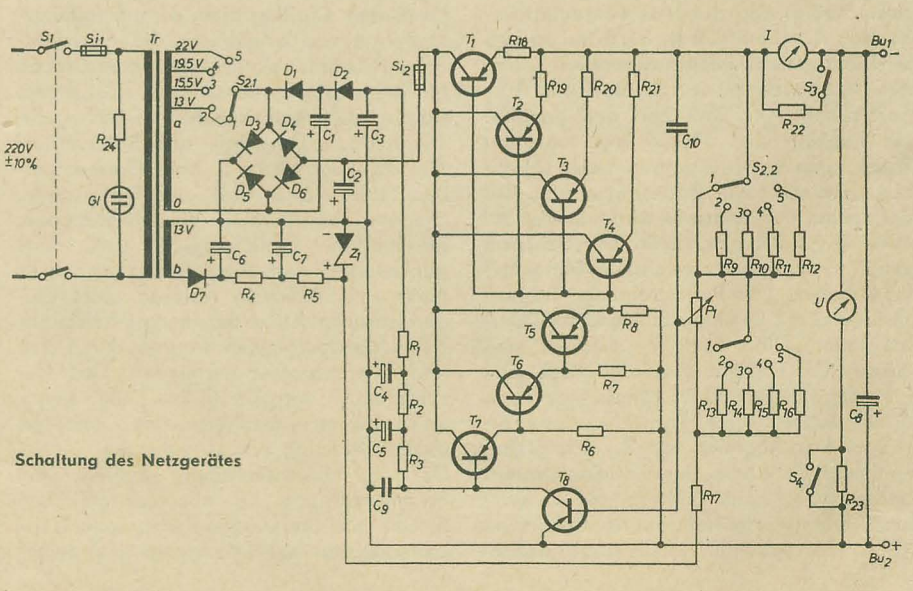
Die Referenzspannung erhält man durch die Zenerdiode Z_1. Um die Ausgangsspannung U_a auch unter den Wert der Vergleichsspannung U_{Z1} regeln zu können, liegt die Vergleichsspannung U_{Z1} unter dem Nullpotential der Schaltung. Die Transistoren T_5 bis T_7 sind als Emitterfolger geschaltet und dienen als Anpaßstufe der Längstransistoren an den Verstärkertransistor. Die Längstransistoren T_1 bis T_4 sind parallel geschaltet und durch die Emitterwiderstände R_{18} bis R_{21} gegengekoppelt. Diese Widerstände verhindern eine ungleichmäßige Aufteilung des Laststromes, die durch eventuelle Streuung des Stromverstärkungsfaktors der einzelnen Leistungstransistoren möglich ist. Der Wert dieser Widerstände beträgt 1 Ω. Im Handel sind dafür Drahtwiderstände erhältlich. Im Mustergerät jedoch wurden selbstgewickelte Widerstände aus CuL-Draht von 0,4 mm ∅ und 7,16 m Länge verwendet.

Die Ausgangsspannung U_a läßt sich mit dem Spannungsmesser U und der entnommene Strom I_a mit dem Strommesser I kontrollieren. Im Mustergerät werden ein 100-mA- und ein 15-V-Instrument verwendet. Die Schalter S_3 und S_4 dienen zur Meßbereichsumschaltung. Der Bereich des Strommessers läßt sich auf 1 A, der des Spannungsmessers auf 30 V erweitern. Der Nebenwiderstand R_{22} ist aus CuL-Draht von etwa 1,75 m Länge und 0,8 mm ∅ hergestellt worden (abgeglichen).

Aufbau

Das Gerät wurde in ein schon vorhandenes Gehäuse mit den Abmessungen 370 mm × 168 mm × 180 mm eingebaut.

Um eine Zerstörung der Leistungstransistoren T_1 bis T_4 durch Erwärmung zu vermeiden, werden diese Transistoren auf je ein Kühlblech aus Alu mit einer Fläche von 200 cm² und 2 mm Dicke direkt montiert. Damit ist gewährleistet, daß das Gerät auch noch bei einer Umgebungs-



Schaltung des Netzgerätes

temperatur von 40 °C einwandfrei arbeitet. Die Gleichrichter D_3 bis D_6 werden ebenfalls auf Kühlbleche (Alu) direkt montiert. Für einen maximalen Strom von etwa 600 mA (durch einen Brückenzweig) genügt hier je Gleichrichter eine Fläche von 12 cm² und 2 mm Dicke. Da diese Kühlbleche spannungstragende Teile gegen Chassis sind, werden diese Bauteile isoliert montiert. Die Montage der Kühlbleche erfolgt vertikal. Die Elektrolytkondensatoren C_2 und C_6 sind ebenfalls isoliert aufzubauen.

Der Leistungstransistor T_5 benötigt nicht unbedingt ein Kühlblech. Die hier auftretende maximale Verlustleistung gestattet eine einfache Montage. Im Mustergerät ist dieser Transistor jedoch zur sicheren Befestigung auf ein Blech zusammen mit den Transistoren T_6 und T_7 montiert worden. Auch bei der Montage von T_5 ist eine Isolation notwendig, da das Gehäuse des Transistors (Kollektor) ebenfalls spannungstragend ist.

Die in den vorhergehenden Abschnitten erwähnten selbstangefertigten Widerstände (R_{18} bis R_{22}) lassen sich auf beliebige Spulenkörper wickeln. Beim Schalten ist darauf zu achten, daß das eine Ende des Nebenwiderstandes R_{22} unmittelbar an das Instrument I, während das andere direkt an den Schalter S_3 anzuschließen ist. Die Verbindung zwischen S_3 und dem Instrument I ist so kurz wie möglich auszuführen, damit der Widerstand dieser Leitung nicht mit in den Nebenwiderstand eingeht.

Prüfung und Meßwerte

Das Gerät wurde im Labor mehrere Stunden lang unter Vollast auf seine Funktionssicherheit geprüft. Während dieser Zeit haben sich keinerlei Fehler gezeigt.

Für die Prüfung des Gerätes sollen noch ein paar Werte als Hinweis dienen. Der Zenerstrom der Zenerdiode Z_1 beträgt etwa 30 mA. Die Spannung U_{CE} zwischen Kollektor und Emitter des Verstärkertransistors T_8 ist maximal 22 V bei maximaler Ausgangsspannung U_a. Die maximale Spannung U_{CE} für die Transistoren T_1 bis T_7 beträgt etwa 18,5 V bei Stellung 1 des Stufenschalters S_2 und Stellung „Null" des Potentiometers P_1. Bei maximaler Stromentnahme von 1 A (Vollast) treten zwischen Kollektor und Emitter an den Leistungstransistoren T_1 bis T_4 etwa folgende Spannungen U_{CE} auf:

	bei $U_{a\,min}$	bei $U_{a\,max}$
Stufe 1	–	9,0 V
Stufe 2	9,3 V	4,8 V
Stufe 3	8,3 V	4,0 V
Stufe 4	10,5 V	5,5 V
Stufe 5	9,0 V	4,5 V

Die in diesem Abschnitt angegebenen Meßwerte beziehen sich auf eine Netzspannung von $U_N = 220$ V. Als Meßinstrument wurde ein Vielfachmesser mit einem Innenwiderstand des Spannungspfades von 20 000 Ω/V verwendet.

Literatur

[1] Richter, W.: Probleme bei der Entwicklung eines elektronisch stabilisierten Netzgerätes mit Transistoren. radio und fernsehen 10 (1961), H. 17, S. 545

[2] Richter, W.: Zwei transistorisierte Labornetzgeräte. radio und fernsehen 11 (1962), H. 17, S. 530

[3] Brenner, W.: Transistorstabilisierte regelbare Netzgeräte. radio und fernsehen 12 (1963), H. 19, S. 597

[4] Graul, H.-J.: Ein transistorstabilisiertes Netzgerät für den Spannungsbereich von 0,5 bis 12,5 V. radio und fernsehen 13 (1964), H. 2, S. 56

[5] Rudolph, W.: Transistorisierte Labornetzgeräte für Entwicklung und Service. radio und fernsehen 13 (1964), H. 13, S. 409

Technische Daten

Ausgangsspannung U_a:	
Stufe 1:	0,2··· 4,8 V
Stufe 2:	4,4··· 9,0 V
Stufe 3:	8,4···13,0 V
Stufe 4:	12,2···17,2 V
Stufe 5:	16,8···21,4 V
max. Stromentnahme:	1 A
Netzspannungsabhängigkeit:	± 1,2% bei U_N = 220 V ± 10%
max. Abweichung der Ausgangsspannung bei Vollast:	300 mV
Innenwiderstand:	0,3 Ω
Brummspannung bei Vollast:	0,6 mV

Wickeldaten des Transformators T_r

Kern M 85, Dynamoblech IV, wechselseitig geschichtet	
Primärwicklung:	980 Wdg. 0,35 mm ∅ CuL
Sekundärwicklung a:	102 Wdg. 0,9 mm ∅ CuL Abgriffe bei 59, 72, 91 Wdg.
Sekundärwicklung b:	60 Wdg. 0,12 mm ∅ CuL

Zusammenstellung der verwendeten Einzelteile

C_1	Elektrolytkondensator	20 µF	70 V	TGL 7198
C_2	Elektrolytkondensator	1000 µF	70 V	TGL 5151
C_3	Elektrolytkondensator	20 µF	70 V	TGL 7198
C_4	Elektrolytkondensator	100 µF	70 V	TGL 7198
C_5	Elektrolytkondensator	100 µF	25 V	TGL 7198
C_6	Elektrolytkondensator	1000 µF	25 V	TGL 5151
C_7	Elektrolytkondensator	500 µF	25 V	TGL 7198
C_8	Elektrolytkondensator	500 µF	25 V	TGL 7198
C_9	Duroplastkondensator	0,1 µF	63/95 V	TGL 9291
C_{10}	MP-Kondensator	2 µF	160 V	
D_1···D_6	Germaniumgleichrichter	OY 111		
D_7	Germaniumgleichrichter	OY 110		
Gl	Kontrollglimmlampe		220 V	Pl.Nr. 2617
U	Drehspulspannungsmesser	P 72	15 V	
I	Drehspulstrommesser	P 72	100 mA	Pl.Nr. 2669
P_1	Schichtpotentiometer	1 kΩ	0,2 W	
R_1	Schichtwiderstand	4,1 kΩ	1/3 W	
R_2	Schichtwiderstand	4,1 kΩ	1/8 W	
R_3	Schichtwiderstand	300 Ω	1/3 W	
R_4	Schichtwiderstand	250 Ω	1/4 W	
R_5	Schichtwiderstand	250 Ω	1/1 W	
R_6	Schichtwiderstand	8,2 kΩ	1/3 W	
R_7	Schichtwiderstand	4,1 kΩ	1/3 W	
R_8	Schichtwiderstand	2,7 kΩ	1/4 W	
R_9	Schichtwiderstand	1,3 kΩ	1/8 W	
R_{10}	Schichtwiderstand	2,4 kΩ	1/3 W	
R_{11}	Schichtwiderstand	3,39 kΩ	1/3 W[1]	
R_{12}	Schichtwiderstand	4,4 kΩ	1/3 W[2]	
R_{13}	Schichtwiderstand	1,8 kΩ	1/8 W	
R_{14}	Schichtwiderstand	860 Ω	1/3 W	
R_{15}	Schichtwiderstand	750 Ω	1/3 W	
R_{16}	Schichtwiderstand	450 Ω	1/8 W	
R_{17}	Schichtwiderstand	1,4 kΩ	1/3 W	
R_{18}···R_{22}	CuL-Draht-Widerstände (siehe Text)			
R_{23}	Schichtwiderstand	15 kΩ	1/3 W	
R_{24}	Schichtwiderstand	10 kΩ	1/3 W	
S_1	Kippausschalter, doppelpolig			
S_2	Präzisionsstufenschalter, 3 Ebenen mit je 5 Kontakten			
S_3···S_4	Kippausschalter			
Si_1	Feinsicherung	1,5 A		
Si_2	Feinsicherung	1 A		
T_1···T_4	Leistungstransistor	GD 170 (OC 837)		
T_5	Leistungstransistor	GD 120 (OC 832)		
T_6···T_7	Transistor	GC 122 (OC 822)		
T_8	Transistor	OC 828		
T_r	Netztransformator			
Z_1	Zenerdiode	ZA 250/6		

[1]) 3 kΩ und 390 Ω in Reihe, [2]) 4,1 kΩ und 300 Ω in Reihe

Ein Rechteckwellengenerator mit geringem Aufwand

Aufgabenstellung

Um das Verhalten elektronischer Einrichtungen zu beurteilen, empfiehlt sich oft eine Überprüfung durch Rechteckwellen. Diese sind stark oberwellenhaltig und lassen damit eine Anwendung bis in hohe Frequenzbereiche zu.

Der hier beschriebene Rechteckwellengenerator soll vornehmlich zur Beurteilung von Gleichstrom- und Niederfrequenzverstärkern dienen. Der gewählte Frequenzbereich von 30 Hz···25 kHz ist daher völlig ausreichend.

Die Schaltung ist mit Transistoren aufgebaut. Der dadurch mögliche Betrieb aus Batterien gewährleistet gleichzeitig Erdfreiheit der Schaltung.

Die hier beschriebene Schaltung enthält nur einen Kondensator als frequenzbestimmendes Bauelement. Somit ergibt sich eine denkbar einfache Frequenzwahl.

Im Vergleich zu den erreichten Ergebnissen ist der Aufwand von nur drei Transistoren als aktive Bauelemente sehr gering. Das Gerät kann dadurch mit sehr kleinem Volumen aufgebaut und in eventuell schon vorhandene Geräte mit eingebaut werden. Der geringe Stromverbrauch gewährleistet eine lange Lebensdauer der Batterien und damit niedrige Betriebskosten.

Schaltung

Die Funktionsweise beruht auf dem Prinzip des monostabilen Multivibrators, wobei der Hauptteil der Schaltung aus einem Schmitt-Trigger besteht. Das Prinzipschaltbild ist im Bild 1 dargestellt. Die

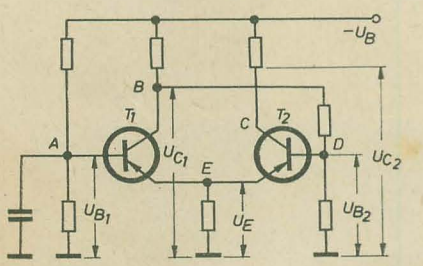


Bild 1: Prinzipschaltung

Spannungsverläufe an den einzelnen Punkten der Schaltung zeigt Bild 2. Aus einem Vergleich der Spannungsverläufe an den Punkten A und C ist zu ersehen, daß die Frequenz der Rechteckspannung von den Auf- bzw. Entladezeiten des Kondensators abhängt. Damit wird die Schwingfrequenz durch die Zeitkonstante $\tau = R \cdot C$ festgelegt, wobei R der Innenwiderstand der Schaltung und C der je nach Frequenzbereich gewählte Kondensator ist.

Für R_i wurde durch Überschlagsrechnung 20 kΩ ermittelt. Die danach errechneten Frequenzen stimmen mit den gemessenen weitgehend überein.

Da der Innenwiderstand sehr konstant ist, kann durch Umschalten von C eine Frequenzvariation erreicht werden. Dabei kann der interessierende Bereich in beliebig viele Stufen aufgeteilt werden. Im Mustergerät wurden neun Stufen vorgesehen. Eine stetige Feinregelung war für den vorliegenden Bestimmungszweck nicht erforderlich. Aus den genannten

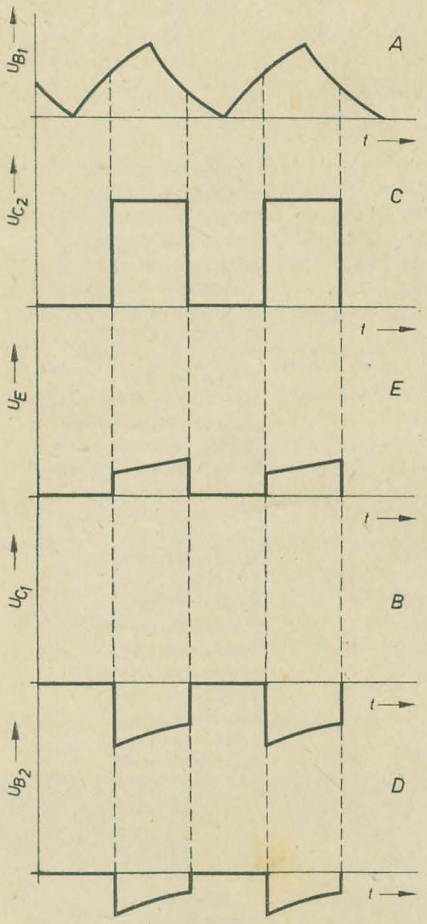


Bild 2: Zeitlicher Verlauf der Spannungen

Bedingungen ergibt sich die Verwendung eines Einebenenschalters mit neun Stufen. Aus dem Frequenzspektrum der Fourieranalyse folgt, daß für Rechteckimpulse die achte Oberwelle noch ungedämpft übertragen werden muß. Dies ist eine Minimalforderung. Damit liegt die Grenzfrequenz der zu verwendenden Transistoren mit 180 kHz fest. Es zeigte sich, daß die eingesetzten Typen OC 824 diese Forderung erfüllten.

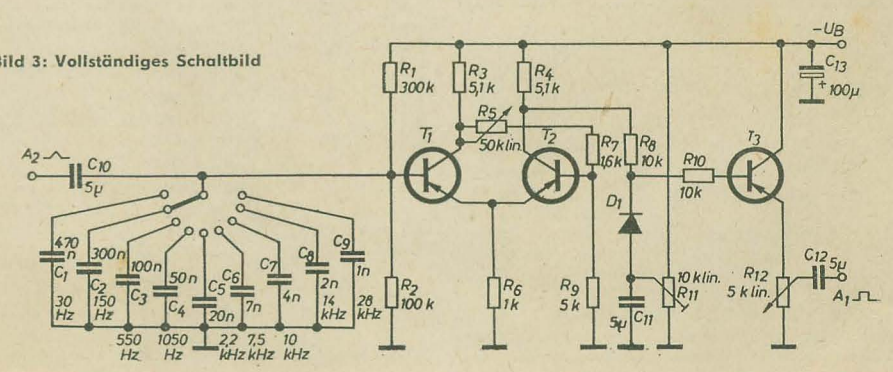
Die Arbeitspunkte der beiden Transistoren T_1 und T_2 werden durch die Basisspannungsteiler R_1/R_2 bzw. R_7/R_9 (Bild 3) hinreichend stabilisiert. Der Regler R_5 dient zur Veränderung des Tastverhältnisses.

Um auch in den höchsten Frequenzbereichen eine gut auswertbare Impulsform zu erhalten, wurde die Amplitude des Impulses mit einer vorgespannten Diode begrenzt. Das Maß der Begrenzung läßt sich am Regler R_{11} einstellen, wobei als günstigste Vorspannung −2 V ermittelt wurde.

R_8 und R_{10} sowie die Diodenkapazität bilden für die Impulse einen Tiefpaß. Da die Diodenkapazität jedoch sehr klein ist, tritt keine Dämpfung der hohen Frequenzanteile auf.

Für das vorliegende Gerät bestand die Forderung, bei großer Rückwirkungsfreiheit eine Ausgangsspannung von max. 2,5 V zur Verfügung zu haben. Damit macht sich prinzipiell ein Verstärker erforderlich. Da die Wechselspannung am Kollektor des zweiten Transistors etwa 3 V beträgt, war nur noch die Forderung nach Rückwirkungsfreiheit zu erfüllen. Dies wurde mit einer Kollektorbasisstufe erreicht. Mit Rücksicht auf die Grenzfrequenz der Trennstufe wurde eine galvanische Ankoppelung benutzt. Am Arbeitswiderstand des Transistors T_3 steht die Ausgangsspannung stetig regelbar zur Verfügung. Die verwendete Schaltungsart bedingt einen niederohmigen Ausgang. Für besondere Zwecke kann über den Kondensator C_{10} eine Sägezahnspannung entnommen werden (Ausgang A_2); außerdem kann der Generator an diesem Punkt synchronisiert werden.

Bild 3: Vollständiges Schaltbild



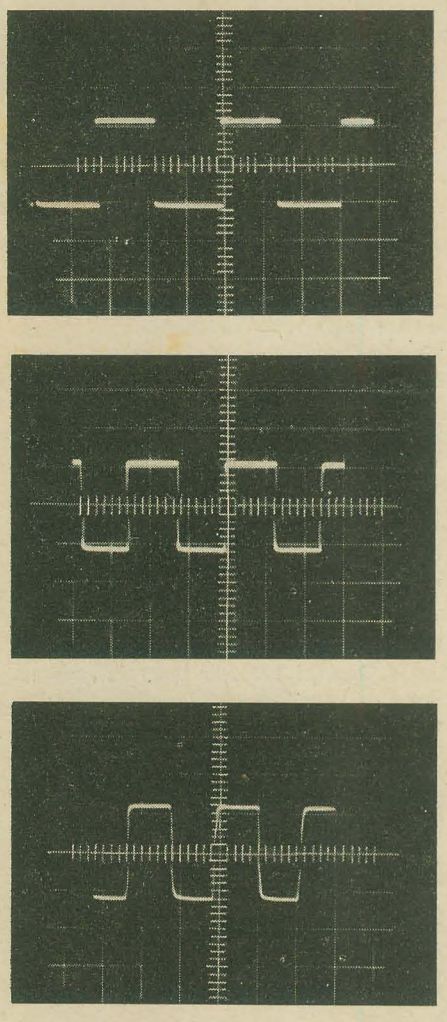


Bild 4: Oszillogramme der Ausgangsspannungen. a) 150 Hz, b) 7,5 kHz, c) 28 kHz

Erprobung der Schaltung

Im Bereich von 30 Hz···15 kHz ergaben sich einwandfreie Rechteckformen. Bei höheren Frequenzen war die Vorderkante etwas verschliffen. Da aber die Flankensteilheit auch hier noch hinreichend gut war, wurde die Spannung durch eine vorgespannte Diode begrenzt. Danach standen einwandfrei auswertbare Rechtecke bis 25 kHz zur Verfügung (Bild 4).

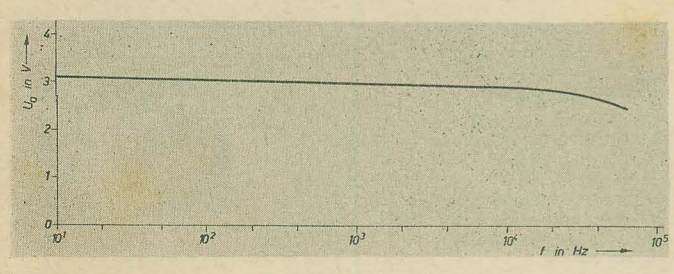


Bild 5: Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Frequenz

Unter gewissen Einschränkungen ist der Generator bis 50 kHz brauchbar. Dort liegen die Impulse allerdings schon verzerrt vor.
Das mit R_5 einstellbare Tastverhältnis ergab eine Variation von 1:2 bis 2:1. Da R_5 in den Innenwiderstand der Schaltung und damit in die Zeitkonstante eingeht, ändert sich dabei auch die Frequenz. Diese Änderung ist allerdings geringfügig.
Die Messung der Ausgangsspannung mit Oszillograf und Vergleichsspannung ergab über den gesamten Frequenzbereich einen hinreichend konstanten Wert (Bild 5). Am Kollektor von T_2 wurde eine max. Spannungsdifferenz von 0,17 V ermittelt. Diese geringe Schwankung macht einen sonst üblichen automatischen Spannungskonstanthalter überflüssig.
Sinkt die Betriebsspannung von 9 V auf 6 V, so läuft die Frequenz um etwa 300 Hz weg (gemessen bei 6 kHz). Für die praktische Anwendung ist diese Differenz bedeutungslos (Bild 6).

Mechanischer Aufbau

Der gesamte Generator wurde in einem Blechgehäuse mit den Abmessungen 130 mm × 75 mm × 70 mm untergebracht. Um eine Abstrahlung der Oberwellen zu vermeiden, würde schon das Auskleiden eines Kunststoffgehäuses mit Aluminiumfolie genügen.
Als Stromversorgung dienen zwei Flachbatterien zu je 4,5 V.
Die Schaltung selbst kann auf einer kleinen Kunststoffplatine aufgebaut werden. Die Kondensatoren werden auf Lötleisten angeordnet.
Der Aufbau der Verdrahtung ist unkritisch und bereitet kaum Schwierigkeiten. Die angegebenen Widerstandswerte können je nach Transistordaten leicht variiert werden. Der Widerstand R_6 hat Einfluß auf die Impulsform und sollte daher möglichst eingehalten werden.

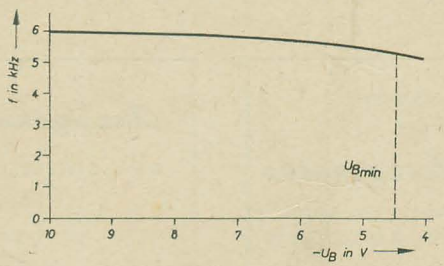


Bild 6: Frequenz in Abhängigkeit von der Batteriespannung

Der Stromverbrauch des Gerätes beträgt 6 mA. Die Wahl der Frequenzstufen erfolgte so, daß handelsübliche Kondensatorwerte eingesetzt werden können. Damit wird ein Mehraufwand an Bauelementen vermieden.

H. Müller und U. Ilmer

Aus der

Nachrichtentechnik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für Elektronik · Elektroakustik Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik

Heft 10 (1965)

Modellsysteme und Systemverhalten Teil I: Aktive Zweipole

Das Anpassungstheorem des aktiven Zweipols wird meist ohne den Vorbehalt zitiert, daß die angebotene Leistung $P_o = U_o \cdot I_k < 4\,P_{i\,zul.}$ bleiben muß. Sonst ist das Theorem ungültig! Als kybernetisches Modell ist aber der Fall $P_o \gg 4P_{i\,zul.}$ wesentlich interessanter, da die erzielbare Nutzleistung mit der angebotenen Leistung bei konstanter innerer Systembelastung ständig ansteigt.

Stand der Realisierungsmöglichkeiten von Induktivitäten für Mikroelektroniksysteme

Es werden Halbleiteranordnungen mit induktivem Impedanzteil beschrieben. Ihre Eignung als Induktivitäten für Mikroelektroniksysteme in Halbleiterblocktechnik wird diskutiert.

Die Parameter des Impulsverhaltens von Halbleitersperrschichtbauelementen in Abhängigkeit von den physikalischen Parametern, Teil I

Mit Hilfe der Vorstellungen der Ladungssteuertheorie werden charakteristische Parameter für das Impulsverhalten von Halbleitersperrschichtbauelementen zusammengestellt und deren Abhängigkeit von den physikalischen Parametern (Driftfeldstärke, Bahnlänge, Basisdicke, Lebensdauer, Diffusionskonstante, Rekombinationsgeschwindigkeit am Kontakt) ermittelt.

Die Messung der Schalteigenschaften von Dioden und Transistoren im Nanosekundengebiet

Es wird ein Verfahren zur Messung von Erholungszeiten t_{rr}, von Halbleiterdioden und den Schaltzeiten t_r, t_s und t_f von Transistoren im Gebiet von 10^{-7} bis 10^{-10} s beschrieben. Der verwendete Impulsgenerator besteht aus Formbildungsleitungen und aus einem Quecksilberentladungsrelais. Die Ausgangsimpulse haben eine Länge von 2,7 bis 100 ns; $t_r = 0{,}23$ ns, $t_f = 1{,}95$ ns. Der Wellenwiderstand des ganzen Systems beträgt $Z_o = 50\ \Omega$.

Filterkatalog, 2. Serie Blatt 5

Absorber für elektromagnetische Wellen mit stufenförmigem Dämpfungsverlauf, Teil I

In diesem Aufsatz werden die Grundlagen für stufenförmige breitbandige Absorber kurz dargelegt, einige Ausführungen beschrieben und die mit ihnen erzielten Ergebnisse angegeben. Die Meßeinrichtung wird erläutert.

Eine Anlage für Restgasuntersuchungen nach dem Omegatron-Prinzip

Die Anlage gestattet es, die Zusammensetzung von Gasgemischen im Druckbereich des Hoch- und Höchstvakuums festzustellen und zu registrieren. Sie wurde als Bestandteil eines ausheizbaren Ganzmetall-Höchstvakuum-Pumpstandes mit diesem zusammen entwickelt. Die Gesamtanlage ist für Forschungen auf dem Gebiet der Halbleitertechnik bestimmt.

Bemerkungen zur Speicherung von Rechteckimpulsen auf Magnetband

Über die Störung des Schallfeldes durch starre Körper verschiedener Form

Fachbücher

Bernhard Pabst

Bauelemente der Rundfunktechnik für Röhren- und Transistorenempfänger

4., erweiterte Auflage

VEB Verlag Technik, Berlin

328 Seiten, 358 Bilder, 22 Tafeln, Halbleinen 12,– MDN

Dieses Buch ist ein Vademekum für alle, die sich für die Bauelemente eines Rundfunkempfängers interessieren und noch keine einschlägige elementare Ausbildung abgeschlossen haben.
Die Kapitel sind unterteilt in: Aufbau, Wirkungsweise, Anwendung, Fehler, Prüfung und Fehlerbehebung, wobei der Autor die Bauelemente meist anhand einer 6-Kreis-Superschaltung erläutert. Für Spezialteile werden UKW- und Transistorschaltungen angeführt. Eine Interpretation der Bauelementekennzeichnungen rundet den Inhalt ab.
Die Einführung in die Technik und Probleme der Bauelemente ist gelungen. Für den angehenden Reparaturfachmann oder Amateur ist es sehr nützlich, schon mit den möglichen Defekten an Bauelementen vertraut zu sein, bevor er mit ihnen konfrontiert wird und sie ihn zwingen, Erfahrung mit großem Zeitverlust zu honorieren. Diesem Bestreben kommt das Buch auch in seiner Gliederung entgegen, die in übersichtlicher Weise das Gesuchte schnell finden läßt. Für den „eingefahrenen" Fachmann sind die Kennzeichnungsschlüssel willkommene Unterlagen, auf die er gerne zurückgreift.
Druck und Ausstattung des Buches sind gut, der Inhalt erfaßt alle dem Titel entsprechende Bauelementegruppen. Bliebe nur noch zu hoffen, daß er recht bald auch die Bauelemente der TV-Empfänger aufnimmt und damit eine weitere Lücke auf unserem Büchermarkt schließt.

Finke

Wilhelm Beier

Röhrentaschenbuch Bd. 1

10. Auflage

VEB Verlag Technik, Berlin

656 Seiten, etwa 2000 Bilder, Halbleinen 11,80 MDN

Das seit langem eingeführte Werk erscheint nunmehr in der 10. Auflage. Schon allein diese Tatsache spricht für die umfangreiche Datensammlung der auf dem Weltmarkt wichtigsten Sende- und Empfangsröhren.
Ein Abschnitt ist der sowjetischen Röhrenproduktion gewidmet, deren Daten durch Angabe der jeweiligen Äquivalenztypen anderer Produktion vorteilhaft ergänzt werden.
Wissenswert ist auch der Typenschlüssel für ältere und neuzeitliche deutsche Röhren. Es könnte noch durch die 7poligen Miniatursockel (90–99 und 191–195) ergänzt werden.
Besonders den Reparaturpraktiker dürfte die Röhrenvergleichstabelle für den Ersatz nicht mehr greifbarer Röhrentypen interessieren.

Finke

Aus unserer Verlagsproduktion

Taschenbuch Elektrotechnik

Herausgeber:

Prof. Dr.-Ing. Eugen Philippow

Angaben zum Gesamtwerk: Etwa 4000 Seiten, 3000 Abbildungen, 1000 Tafeln, 1500 Literaturangaben (in- und ausländischer Standardwerke, Monographien, Spezialartikel usw.), 1000 Sachwörter.
Das Taschenbuch Elektrotechnik faßt erstmals das technisch-wissenschaftliche Rüstzeug für alle auf dem Gebiet der Elektrotechnik tätigen Fachleute in Forschung, Entwicklung, Konstruktion und Produktion zusammen. Es gliedert sich in drei Bände:

Band I: GRUNDLAGEN
Dieser Band ist bereits erschienen und wurde mit lebhafter Zustimmung aufgenommen.

Band II: STARKSTROMTECHNIK erscheint im IV. Quartal 1965. Er baut auf den im Band I vermittelten Grundlagenwissenschaften der Elektrotechnik auf und behandelt folgende Gebiete:
Elektrische Maschinen – Elektrische Antriebe – Elektrische Apparate – Elektrische Energietechnik – Elektrische Isolatoren und Isolierungen – Elektrowärme – Lichttechnik – Technische Elektrochemie.

Band III: NACHRICHTENTECHNIK erscheint 1966.

Nähere Auskunft erteilt Ihnen jede Buchhandlung.

VEB VERLAG TECHNIK · Berlin

Rundfunkmechanikermeister
mit FS-Prüfung sucht neuen Wirkungskreis. Eventuell Werkstatt kaufen, pachten oder auf Rentenbasis zu übernehmen.
Angebote unter KRF 1325 an DEWAG, 1054 Berlin

Besuchen Sie uns während der
Herbstmesse
im Messehaus am Markt, I. Stock, Stand 155, 157, 159
VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Anzeigen-Aufträge richten Sie bitte nur an die
DEWAG-WERBUNG BERLIN, 102 Berlin, Rosenthaler Str. 29-31
oder an die
DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der DDR.
Der Anzeigenschluß für diese Zeitschrift ist der 21. eines jeden Monats für das übernächste Heft und der 5. eines jeden Monats für das nächste Heft.

Verkaufe:
„Radio und Fernsehen" Jg. 52-64 (52-58 gebd.)
„Funktechnik" Jg. 47-52 gebd.
„Radio-Mentor" Jg. 50-51 gebd.
von 20,– bis 30,– MDN je Jg.
Zuschriften unter 90/65 an DEWAG, 99 Plauen

Funkmechaniker
mit langjährigen Erfahrungen in der Prüfung, Wartung u. Reparatur elektronischer Meßgeräte u. Oszillografen sucht neuen Wirkungskreis.
Angebote unter KRF 1324 an DEWAG, 1054 Berlin

PrüfFix
das ideale Kontaktprüfgerät
Lieferung über den Fachhandel
PGH „ENERGIE", 729 Torgau

Radio und Fernsehen, gebd. 1954–61, je 30,—, zusammen 200,— MDN.
Wiegand, 13 Eberswalde, Fichtestraße 10

25 JAHRE technische Schiebe-Abziehbilder!
Verlangen Sie bemustertes Angebot!
HOLM GROH
703 Leipzig,
Kurt-Eisner-Straße 71

Doppelt störfrei durch Anwendung von
Spezial-Wellenschalteröl
Rundfunk-Spezialist Fr. Granowski, 6822 Rudolstadt 2/Thür.

Lautsprecher-Reparaturen
aufmagnetisieren – spritzen
sauber · schnell · preiswert
Mechanische Werkstatt
Alfred Pötz, 521 Arnstadt/Th.
Friedrichstr. 2, Telefon 2673

Weckeruhren

Radio-Bestandteile

Kurzwellen-Kommunikations-Einrichtungen

Telinform-Personenrufanlage

Facsimile

Dispatcher-Einrichtung

Studio-Einrichtungen

Isolierflaschen

Optische Artikel

Rundfunk-, FS- und Tonbandgeräte

Tonsäulen

Stereo-Tonverstärker

Lichtinformations-Einrichtungen

Ungarische Ausstellung in Berlin

16.—25. Oktober

im Zentralen Klub der Jugend und Sportler

DEUTSCHE SPORTHALLE

1018 Berlin

Karl-Marx-Allee 69

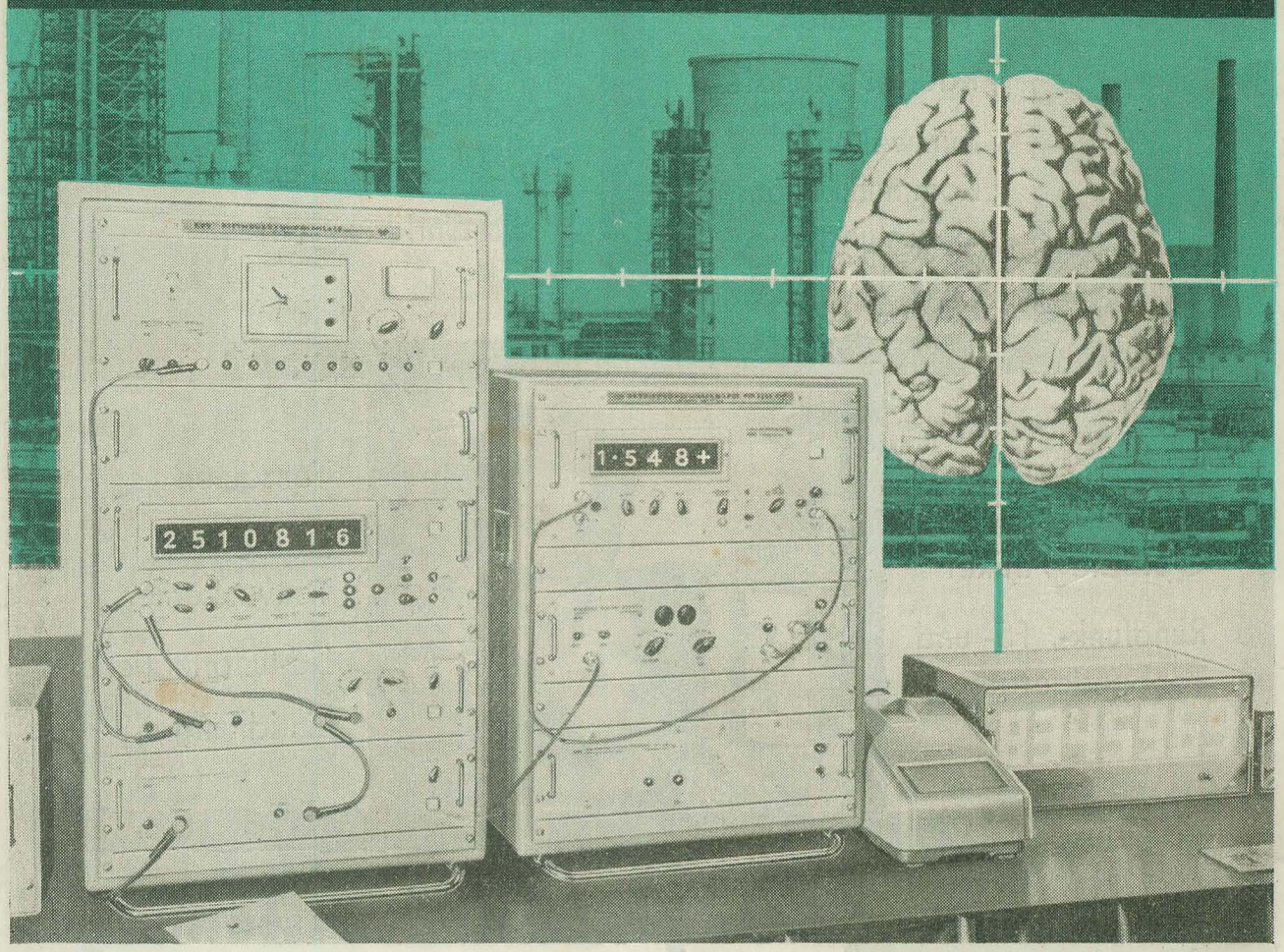
Geöffnet von 10—18 Uhr

Elektroimpex

Ungarisches Außenhandelsunternehmen für fernmeldetechnische und feinmechanische Erzeugnisse

Budapest 62, Postfach 296, Ungarn / Telegr.: **elektro Budapest**

RFT industrie-electronic



Nervenzentrum moderner Produktion...

Ob automatische Frequenzvergleiche oder Spannungsmessungen, die selbsttätig ablaufen und automatisch registriert werden — stets sind rationelle Meßmethoden das Ziel dieser Anlagen.

Informieren auch Sie sich über die Einsatzmöglichkeiten unserer digitalen Meßgeräte.
Technische Informationen sowie Prospekte über Meßgeräte, Empfänger-Oszillografenröhren und Musikboxen durch unsere Verkaufsabteilung.

VEB FUNKWERK ERFURT

Erfurt, Rudolfstraße 47/17
Telefon: 58280 · Telegramm: Funkwerk Erfurt · Telex: 055306

33 103